INTEGRIERTE LINEAR-UND INTERFACE-SCHALTUNGEN

Grundlagen und Applikations-hinweise



TEXAS INSTRUMENTS
Deutschland GmbH



INTEGRIERTE LINEAR- UND INTERFACE-SCHALTUNGEN

Grundlagen und Applikationshinweise



LEARNING CENTER



INTEGRIERTE LINEAR-UND INTERFACE-SCHALTUNGEN

Texas Instruments
Deutschland GmbH



805 Freising, Haggertystr. 1, Telefon 08161/80-1
Publikation – CEE + CC

Integrierte Linear- und Interface-Schaltungen

Die vorgeschlagenen Schaltungen, Baugruppen oder Verfahren wurden von Texas Instruments Deutschland GmbH (TID) erprobt; darin liegt jedoch keine Gewähr für deren Funktionsfähigkeit.

TID kann auch keine Gewähr dafür übernehmen, daß diese Schaltungen usw. frei von Schutzrechten Dritter sind.

Redaktion:
D.E. Pippenger, Linear-IC Applications
C.L. McCollum, Technical Publications
überarbeitet von TI-Learning Center

Gesamtherstellung:
technik marketing, München
Printed in Germany · TM 1149/0276 1. Auflage

ISBN 3-88078-005-6

Vorwort

Dieses Buch vermittelt die Theorie über Linear- und Interface-Schaltungen, beschreibt ihre Eigenschaften und gibt praktische Anwendungsbeispiele für Techniker und Entwicklungsingenieure. Die in diesem Fachbuch besprochenen Anwendungsbeispiele entstanden aus einer Vielzahl von Laborversuchen und aus Kundenanfragen. Die verschiedenen Aufgabenstellungen werden in zahlreichen praktisch ausgeführten Lösungen beschrieben.

Da es jedoch ausgeschlossen ist, im Rahmen dieses Fachbuches sämtliche Anwendungsfälle zu besprechen, sind in den Abschnitten über die Grundlagen zahlreiche Dimensionierungsregeln und praktische Hinweise enthalten, die für Sie eine wertvolle Hilfe bei der Realisierung eigener Ideen darstellen.

TI-Learning Center

Februar 1976

Inhalt

1 Einleitung

1

Jack Kilby von Texas Instruments trat in das Zeitalter der integrierten Schaltungen 1958 ein, als er zwei Schaltkreise entwickelte. Einer von diesen, ein Phasenketten-Oszillator, war die erste lineare integrierte Schaltung. Von diesem Beginn hat die stürmische Entwicklung der Technologie zu der erstaunlichen Vielseitigkeit der heutigen hochwertigen linearen und digitalen integrierten Schaltungen geführt.

Das 1973 veröffentlichte Datenbuch von Texas Instruments für integrierte Lineare- und Interface-Schaltungen enthält z.B. auf 270 Seiten die Beschreibung von 120 verschiedenen Typen.

Linear oder Interface?

Lineare Schaltungen wie Operationsverstärker sind hauptsächlich für Anwendungen gedacht, bei denen die Ausgangsspannung eine kontinuierliche (lineare) Funktion des Eingangssignales darstellt. Interface-Elemente können dagegen sowohl lineare wie logische Schaltungen enthalten und werden vorzugsweise verwendet, um Informationen umzusetzen oder die Schaltpegel verschiedener Baugruppen gegenseitig anzupassen (interface = Grenzfläche). Diese Schaltelemente dienen häufig dazu, den Standard-Logikpegel (TTL) auf einen Leistungspegel anzuheben und damit Lampen oder Relais anzusteuern. Sie werden auch für Pegeldetektoren mit einem Logik-Ausgang, in Pegelwandlern von einer Logik zu einem Speicher und für viele ähnliche Funktionen eingesetzt.

Operationsverstärker oder ähnliche als linear bezeichnete Produkte dienen oft als Interface-Elemente, wogegen eine Interface-Schaltung auch so vorgespannt werden kann, daß sie linear arbeitet. Zusätzlich sind manche Bauelemente mehr nach der Technologie ihrer Herstellung klassifiziert und nicht so sehr nach ihrer eigentlichen Funktion eingeteilt worden. Ein Beispiel hierfür ist der SN 72710 Komparator, der als lineares Element bezeichnet wird, obwohl seine Funktion mehr einer Interface-Schaltung entspricht.

Produktgruppen

In jedem der folgenden Kapitel werden integrierte Schaltungen besprochen, die für eine spezielle Gruppe von Anwendungen geschaffen wurden.
In jedem Kapitel wird im ersten Abschnitt die grundlegende Theorie für dieses Anwendungsgebiet behandelt. Im zweiten Abschnitt erfolgt die Beschreibung der für diesen Zweck verwendeten integrierten Bauelemente, insbesonders deren grundlegende Eigenschaften. Der dritte Abschnitt zeigt schließlich praktische Anwendungsbeispiele. Produktgruppen und grundlegende Definitionen sind:

Operationsverstärker:

Lineare Verstärker mit externer Rückkopplung (bzw. Gegenkopplung) zur Einstellung der Verstärkung und der gewünschten Übertragungsfunktion.

Komparatoren:

Integrierte Schaltungen zur Erzeugung von TTL-Standard-Pegeln durch Vergleich zweier Eingangsspannungs-Pegel.

Videoverstärker:

Allgemeine Verstärker mit Differenz-Eingang und Differenz-Ausgang mit großen Bandbreiten (> 10 MHz).

Spannungsregler:

Schaltungen zur Herstellung einer festen (oder variablen)Ausgangsspannung, die gegenüber Änderungen der Eingangsspannung oder der Last stabil ist.

Spezielle Funktionen:

Integrierte Schaltungen für spezielle Anwendungen wie Nulldurchgangs-Schalter, Präzisions-Pegeldetektoren, Zeitgeber, Modulatoren, Mischer, Multiplexer und Darstellung logarithmischer Funktionen.

Treiber für periphere Einheiten:

Universelle Interface-Schaltungen mit TTL-Gattern und Transistoren mittlerer Leistung um Lampen, Relais, Speicher etc. von einem TTL-Pegel aus zu steuern oder einen TTL-Pegel aus anderen Eingangssignal-Pegeln zu gewinnen. Infolge ihrer Vielseitigkeit werden diese Schaltkreise auch in anderen Kapiteln besprochen, wenn ihr Anwendungsbereich in diese Abschnitte reicht.

MOS-Interface-Schaltungen:

Bauelemente, die speziell für die Anpassung von digitalen Logikpegeln (TTL, DTL, ECL) an MOS-Pegel dienen.

Kernspeicher-Schaltkreise:

Treiberschaltungen, die große Ströme mit hoher Schaltgeschwindigkeit für Kernspeicher von Standard-Logikpegeln (TTL, DTL, ECL) liefern. Leseverstärker, die Logiksignale aus niedrigen, aus den Kernspeichern stammende Lesesignale herstellen.

Schaltkreise für die Übertragung von Signalen auf Leitungen:

Treiber für die Umwandlung von digitalen Signalen in Ströme oder Spannungen, welche zur Übertragung auf Leitungen geeignet sind, sowie Empfänger zur Umsetzung von Leitungssignalen auf digitale Logikpegel.

Bezeichnungsschema

Zur Identifizierung der Bauteile ist auf jede integrierte Schaltung eine Zahl gestempelt, die einen sehr anschaulichen Kode darstellt,aus dem die Type, der Temperaturbereich und die Gehäuseform hervorgeht. Die Kennzeichnung einer integrierten Schaltung sieht wie folgt aus:

Beispiel:	SN	7	5	450	N
	1	2	3	4	5

1. Buchstabengruppe (aus zwei oder drei Buchstaben)

SN	Standardbezeichnung für integrierte Schaltungen
SNM	Integrierte Schaltung geprüft bis Mach IV, Stufe 1
SNA	Integrierte Schaltung geprüft bis Mach IV, Stufe 2
SNC	Integrierte Schaltung geprüft bis Mach IV, Stufe 3
SNH	Integrierte Schaltung geprüft bis Mach IV, Stufe 4

2. Temperaturbereich

5	–55 °C bis +125 °C	Militärischer Bereich
6	–25 °C bis +85 °C	Eingeschränkter militärischer Bereich
7	0 °C bis +70 °C	Industrieller Bereich

3. Allgemeine Gruppe der integrierten Schaltung

2	Lineare integrierte Schaltung
4	TTL-Logik-Schaltung
5	Integrierte Interface-Schaltung
6	Integrierte Schaltung für Nachrichtentechnik oder Konsumgüter

4. Kennzeichnung der Funktion

   Dieser Teil der Kennzahl enthält zwei oder drei Zahlen und gegebenenfalls einen Buchstaben. Er stellt die eigentliche Kennzeichnung der Schaltungsfunktion dar.

5. Gehäusebezeichnung

   Diese enthält ein oder zwei Buchstaben, die das entsprechende Gehäuse kennzeichnen:

N	14- oder 16poliges Dual-in-Line Plastikgehäuse
J	14- oder 16poliges Dual-in-Line keramisches Gehäuse
P	8poliges Dual-in-Line Plastikgehäuse
L	8poliges (TO-99) oder 10poliges (TO-100) verschweißtes rundes Metallgehäuse mit Glaseinschmelzung
ND	8poliges Dual-in-Line Gehäuse mit Kühlflügeln
JA	14- oder 16poliges mit Aluminiumoxid gefülltes Glasgehäuse mit Metallkappe, Dual-in-Line
JB	14- oder 16poliges Metallgehäuse, Dual-in-Line
JP	8poliges mit Aluminiumoxid gefülltes Glasgehäuse mit Metallkappe, Dual-in-Line
LA	3poliges verschweißtes Metallgehäuse mit Glaseinschmelzung
FA	10poliges Flachgehäuse aus Keramik
RA	24poliges Flachgehäuse aus Keramik
SB	16- oder 24poliges Metallgehäuse

Bei der Auswahl des Gehäusetyps können aus dem entsprechenden Datenblatt die lieferbaren Gehäuseformen entnommen werden. Für preiswerte industrielle und Konsum-Anwendungen im Bereich von 0 bis 70 °C sind vorzugsweise die N und P Plastikgehäuse einzusetzen. Die verschiedenen J- und L-, sowie FA- und SB-Gehäuse dienen für Anwendungen im vollen militärischen Temperaturbereich (–55 °C bis +125 °C) für besonders hohe Zuverlässigkeit. In Anwendungen, bei denen eine Abschirmung erforderlich ist, sind Metallgehäuse oder solche mit Metallkappe wie die L-, LA-, FA-und SB-Ausführung vorzuziehen. Die Metallgehäuse L und LA erlauben eine etwas höhere leistungsmäßige Belastung und sind in Grenzfällen vorzugsweise einzusetzen. Das ND-Gehäuse besitzt Kühlfahnen und ist besonders für Anwendungen mit besonders hoher Leistung gedacht.

2 Operationsverstärker

2

Operationsverstärker

2.1
Allgemeines

Operationsverstärker sind lineare Bauelemente mit hoher Verstärkung und dienen zusammen mit der entsprechenden externen Beschaltung dem Zweck, bestimmte Übertragungsfunktionen auszuführen. Frequenzgang, Phasenbeziehungen, Verstärkung und Art der Übertragungsfunktion werden normalerweise ausschließlich durch die externe Beschaltung für die Rückkopplung und Eingangsanpassung bestimmt. Die Rückkopplung wird normalerweise vom Ausgang zum invertierenden Eingang geführt (negative feedback = Gegenkopplung), kann aber in einigen Anwendungsfällen zum nichtinvertierenden Eingang geleitet werden (positive feedback = Mitkopplung). Man kann sowohl Mitkopplung wie Gegenkopplung für eine Schwingungserzeugung benutzen.

Ein idealer Operationsverstärker (*Bild 2.1*) würde eine lineare Ausgangsspannung proportional zur Differenzspannung an den beiden Eingängen liefern. Die Ausgangsspannung hat dieselbe Polarität wie die Spannung am nichtinvertierenden (+) Eingang, bezogen auf die Spannung am invertierenden (–) Eingang.

Ein idealer Verstärker würde folgende Eigenschaften besitzen:

Differenzverstärkung (differential gain):	$\rightarrow \infty$
Gleichtaktverstärkung (common-mode gain):	0
Eingangswiderstand (input resistance):	$\rightarrow \infty$
Ausgangswiderstand (output resistance):	0
Bandbreite (bandwidth):	$\rightarrow \infty$
Offset und Drift (offset and drift):	0

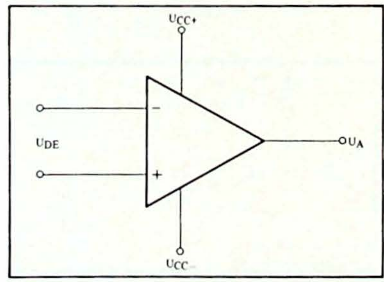


Bild 2.1
Idealer Operationsverstärker

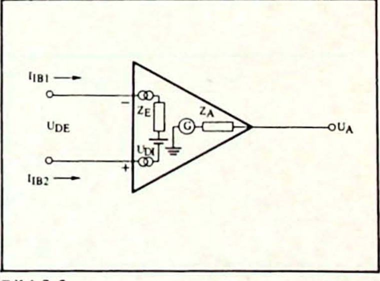


Bild 2.2
Ersatzschaltbild eines Operationsverstärkers

Die Eigenschaften eines idealen Verstärkers können jedoch in der Praxis nicht verwirklicht werden. Ausgangs- und Eingangsparameter sind real und können durch eine Ersatzschaltung (*Bild 2.2*) dargestellt werden.

Eingangsströme (input currents):	I_{B1} und I_{B2}
Differenz-Eingangs-Spannung (differential input voltage):	U_{DE}
Eingangs-Offset-Spannung (input offset voltage):	U_{EO}
Eingangswiderstand (input resistance):	Z_E
Ausgangswiderstand (equivalent series output resistance):	Z_A

Der Generator G stellt die Ausgangsspannung dar, die sich aus Verstärkung und Differenz-Eingangsspannung ($V_{OL} \cdot U_{DE}$) ergibt.

2.2 Einfluß der internen Parameter

Der Einfluß interner Parameter realer Operationsverstärker ergibt die tatsächlichen Werte für die Eingangs- Ausgangs-Übertragungsfunktion.

2.2.1 Einfluß der Leerlaufspannungsverstärkung (V_{OL})

Unter der Annahme, daß die übrigen Parameter einem idealen Verstärker entsprechen, kann man für den invertierenden Verstärker (*Bild 2.3*) schreiben:

$$U_{DE} = \frac{U_A}{V_{OL}} \quad \text{und} \quad \frac{U_E - U_{DE}}{R_1} = \frac{U_{DE} - U_A}{R_2}$$

Daraus ergibt sich:

$$\frac{U_E}{U_A} = -\frac{1}{\frac{R_2}{R_1}} + \frac{1}{\frac{R_2}{R_1} \cdot V_{OL}} + \frac{1}{V_{OL}}$$

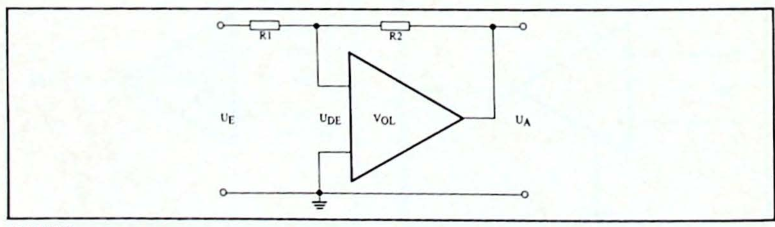


Bild 2.3
Einfluß der Leerlaufspannungsverstärkung

Falls R_2/R_1 klein gegenüber V_{OL} ist, hat V_{OL} wenig Einfluß auf das Verhältnis U_E/U_A. Vereinfacht heißt dies, fall $V_{OL} \geqslant R_2/R_1$, dann ist $U_{DE} \leqslant U_E$ oder U_A. Der Ausdruck $(U_E - U_{DE})/R_1$ wird zu $-U_E/R_1$ und $(U_{DE} - U_A)/R_2$ wird zu $-U_A/R_2$. Das Ergebnis ist, daß für praktische Anwendungen die Betriebs- oder Kurzschlußverstärkung (closed-loop gain = Verstärkung bei geschlossener Schleife) $V_{CL} = U_A/U_E$ gleich ist $-R_2/R_1$, wobei das negative Vorzeichen darauf hinweist, daß es sich um einen invertierenden Verstärker gemäß *Bild 2.3* handelt.

2.2.2
Einfluß des Eingangswiderstandes

Die Anwendung der Kirchhoff'schen Regeln in *Bild 2.4* ergibt $I_1 = I_2 + I_3$. Dies läßt sich schreiben:

$$\frac{U_E - U_{DE}}{R_1} = \frac{U_{DE} - U_A}{R_2} + \frac{U_{DE}}{Z_E}$$

Falls die Leerlaufspannungsverstärkung unendlich wäre, so würde U_{DE} Null sein und der Wert von Z_E hätte keinen Einfluß, vorausgesetzt er wäre nicht Null. In der Praxis ist $U_{DE} = U_A/V_{OL}$, so daß wir schreiben können:

$$\frac{U_E - \frac{U_A}{V_{OL}}}{R_1} = \frac{\frac{U_A}{V_{OL}} - U_A}{R_2} + \frac{\frac{U_A}{V_{OL}}}{Z_E}$$

Deshalb ist

$$\frac{U_E}{U_A} = \frac{1}{V_{OL}} + \frac{1}{\frac{R_2}{R_1} V_{OL}} + \frac{R_1}{Z_E \cdot V_{OL}} - \frac{1}{\frac{R_2}{R_1}}$$

oder

$$\frac{U_E}{U_A} = \frac{1}{\frac{R_2}{R_1}} + \frac{1}{\frac{R_2}{R_1} V_{OL}} + \frac{1}{V_{OL}} \left(1 + \frac{R_1}{Z_E}\right)$$

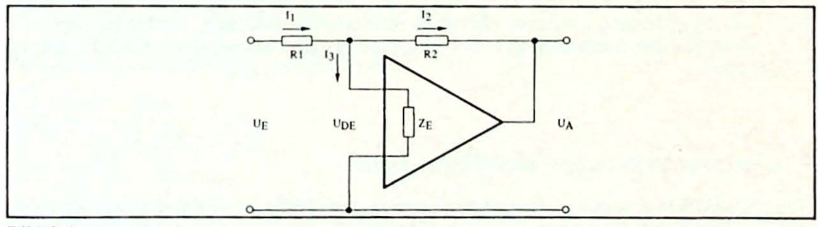


Bild 2.4
Einfluß des Eingangswiderstandes

Diese Gleichungen zeigen, daß der Eingangswiderstand (Z_E) wenig oder keinen Einfluß auf das Verhältnis U_E/U_A hat, solange Z_E klein im Verhältnis zu R_1 ist. Deshalb ist die Schleifenverstärkung (U_A/U_E) für praktische Anwendungen unabhängig von Z_E.

2.2.3
Einfluß der Eingangs-Offset-Spannung

Die Eingangs-Offset-Spannung (U_{EO}) entsteht im Verstärker selbst und kann im Ersatzschaltbild durch einen Generator zwischen den beiden Eingangsklemmen dargestellt werden (*Bild 2.5*). Diese Spannung entsteht durch in der Praxis unvermeidbare Fertigungsunterschiede der Eingangsstufen des Operationsverstärkers. Die beiden Ströme I_1 und I_2 können folgendermaßen dargestellt werden:

$$\frac{U_E - U_{EO}}{R_1} = \frac{U_{EO} - U_A}{R_2}$$

Wenn die Eingangsspannung U_E Null wird, so ergibt sich

$$\frac{-U_{EO}}{R_1} = \frac{U_{EO} - U_A}{R_2}$$

nach U_A aufgelöst

$$U_A = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) U_{EO}$$

Daraus ergibt sich, daß man die Eingangs-Offset-Spannung, multipliziert mit der Verstärkung am Ausgang wiederfindet. Methoden zur Kompensation der Eingang-Offset-Spannung werden später besprochen.

2.2.4
Einfluß des Eingangsruhestromes

Der Eingangsruhestrom I_3 und die normalen Arbeitsströme durchfließen R_1 und R_2 (siehe *Bild 2.6*). Man kann zeigen, daß eine Differenz-Eingangsspannung entsprechend $I_3 \cdot (R_1 \cdot R_2)/(R_1 + R_2)$ durch diesen Strom erzeugt wird. Diese Spannung, die U_{EO} ähnelt, erscheint ebenfalls verstärkt am Ausgang. Methoden zur Kompensation der Auswirkungen des Eingangsruhestromes werden ebenfalls später besprochen.

2.2.5
Einfluß von Spannungs- und Strom-Drift

Eingangs-Offset-Spannung, Eingangsruhestrom und Differenz-Offset-Strom können mit der Temperatur wandern (driften). Obwohl es relativ leicht ist, die Auswirkungen dieser Parameter zu kompensieren, ist die Kompensation der Drift, die durch

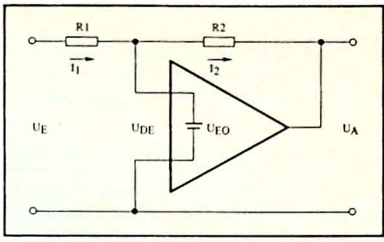


Bild 2.5
Einfluß der Eingangs-Offset-Spannung

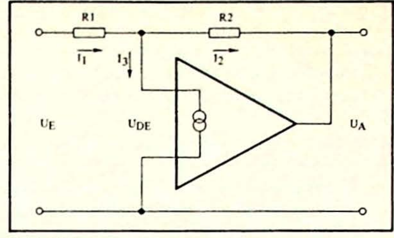


Bild 2.6
Einfluß des Eingangsruhestromes

Temperaturschwankungen bedingt ist, sehr schwierig. Es ist deshalb empfehlenswert, Verstärker auszuwählen, bei denen die temperaturbedingten Änderungen innerhalb der Toleranzgrenzen für den betreffenden Anwendungsfall liegen.

2.2.6 Einfluß des Ausgangswiderstandes

Aus *Bild 2.7* kann man für den Ausgangsstrom I_A entnehmen:

$$I_A = I_2 + I_L \quad \text{und} \quad I_2 + I_L = \frac{U_A}{\frac{R_2 \cdot R_L}{R_2 + R_L}}$$

Wenn E_A die Ausgangsspannung des idealen Verstärkers und U_A die Ausgangsspannung des realen Verstärkers ist, so kann man U_A ausdrücken als:

$$U_A = E_A - Z_A \cdot I_A = E_A - \frac{Z_A \cdot U_A}{\frac{R_2 \cdot R_L}{R_2 + R_L}}$$

Für den Idealfall gilt $E_A = U_{DE} \cdot V_{OL}$, daher ist

$$U_A = U_{DE} \cdot V_{OL} - Z_A \frac{U_A}{R_2 \cdot R_L}$$

Dividiert man durch U_{DE}, so erhält man:

$$V'_{OL} = \frac{V_{OL}}{1 + \frac{Z_A (R_2 + R_L)}{R_2 \cdot R_L}}$$

wobei $V_{OL} = \frac{U_A}{U_{DE}}$

und V_{OL} die Verstärkung bei offener Schleife ist.

Der Einfluß des Ausgangswiderstandes kann für die meisten Operationsverstärker der zweiten Generation vernachlässigt werden. Bei Entwicklungsarbeiten mit Verstärkern wie dem SN 72702 sollten jedoch obige Gleichungen berücksichtigt werden.

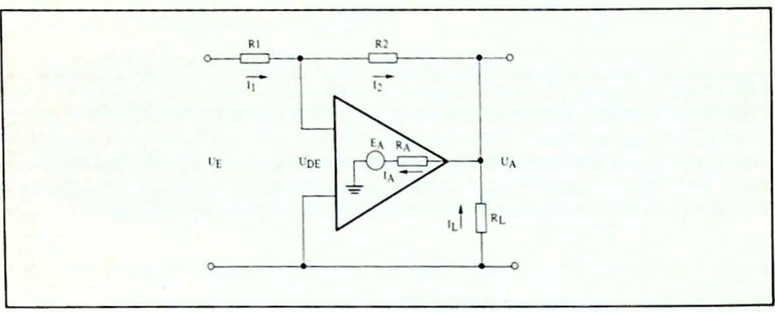


Bild 2.7
Einfluß des Ausgangswiderstandes

2.2.7
Einfluß der Bandbreite

Die Bandbreite eines idealen Verstärkers ist definitionsgemäß nahezu unendlich groß, die Schaltkreiskapazitäten begrenzen jedoch die tatsächliche Bandbreite außerordentlich stark. Wie *Bild 2.8* zeigt, beginnt der Abfall der Verstärkung bei offener Schleife bereits bei relativ niedrigen Frequenzen. Dagegen bleibt die Verstärkung von 40 dB eines typischen gegengekoppelten Operationsverstärkers bis

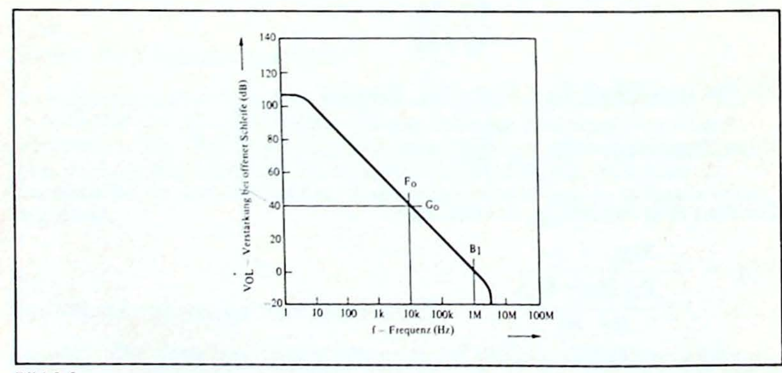


Bild 2.8
Einfluß der Bandbreite

etwa 10 kHz konstant. Schließlich wird der Punkt erreicht, bei dem die Verstärkung auf Eins (0 dB) abgesunken ist (1 MHz im vorliegenden Beispiel). Diese Frequenz wird mit B_1 bezeichnet.

2.2.8 Einfluß des Gleichtakt-Unterdrückungs-Verhältnisses (CMRR)

Dieser Parameter wurde in den vorausgehenden Schaltungen, die insbesondere in unsymmetrischen Anordnungen bestanden, nicht berücksichtigt. Er spielt jedoch eine Rolle bei symmetrischen Spannungsfolgern und bei der Verstärkung von Differenzspannungen. Das Gleichtakt-Unterdrückungs-Verhältnis wird in dB ausgedrückt und berechnet sich wie folgt:

$$CMRR = 20 \log \frac{U_{CM}}{U_{DE(equiv)}}$$

worin U_{CM} die Gleichtakt-Eingangs-Spannung (common-mode input voltage) und $U_{DE(equiv)}$ die equivalente Differenz-Eingangsspannung darstellt, die nötig ist, um dieselbe Änderung am Ausgang hervorzurufen, die durch U_{CM} bewirkt wird. Die Auswirkung eines Gleichtakt-Eingangs-Signals entspricht einer Eingangs-Offset-Spannung, die am Ausgang entsprechend der Verstärkung bei geschlossener Schleife vergrößert erscheint.

2.3 Beschreibung der wichtigsten Operationsverstärker

2.3.1 SN 72702

Obwohl dem SN 72702 (*Bild 2.9*) bereits mehrere verschiedene Operationsverstärker vorausgegangen waren, ist dieser Typ als erster monolithischer Operationsverstärker anzusehen, der eine weite Verbreitung gefunden hat. Bei einer Versorgungsspannung von +12 V und −6 V kann der SN 72702 A bei entsprechender externer Kompensation von Gleichspannung bis 30 MHz verwendet werden.

2.3.2 SN 72709

Eine verbesserte Ausführung des SN 72702 stellt der SN 72709 (*Bild 2.10*) mit erhöhter Verstärkung und verbesserter Temperaturstabilität dar. Bei der Wahl geeigneter externer Kompensation kann man eine Verstärkung von 60 dB von Gleichspannung bis 300 kHz erzielen.

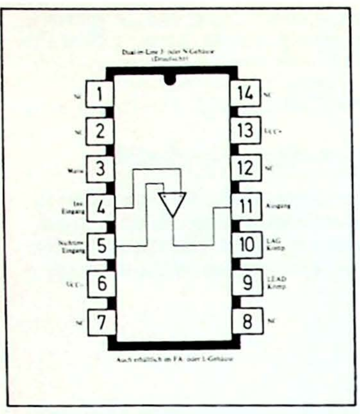


Bild 2.9
Anschlußschema des SN 72702

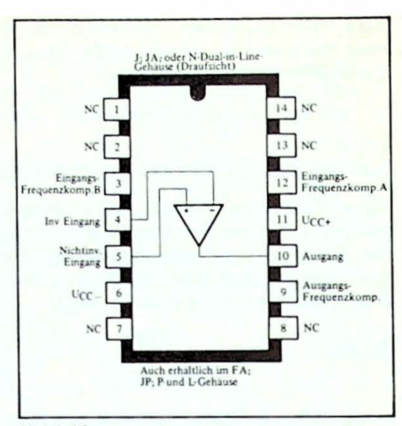


Bild 2.10
Anschlußbelegung für den SN72709

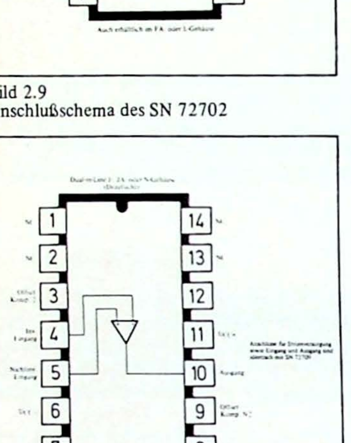


Bild 2.11
Anschlußschema des SN 72741 und SN 72307

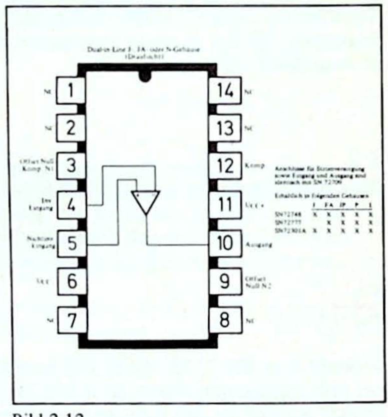


Bild 2.12
Anschlußschema des SN 72748, SN 72777 und SN 72301A

2.3.3
SN 72741 und SN 72307

Der SN 72741 (*Bild 2.11*) kann als Verstärker der zweiten Generation angesehen werden, dessen verbesserte Eigenschaften ihn gegenwärtig zum meistverbreiteten und bekanntesten universellen Operationsverstärker machen. Seine besonderen Vorzüge sind der kurzschlußfeste Ausgang, minimale Offset-Spannung, bzw. gute Kompensationsmöglichkeit und verbesserte Gleichtaktunterdrückung. Der SN 72741 hat keine Übersteuerungsprobleme und benötigt keine externe Frequenzkompensation.

Der SN 72307 (*Bild 2.11*) ähnelt sehr dem SN 72741, zeichnet sich jedoch durch geringeren Eingangsruhestrom und Eingangs-Offset-Strom aus, wodurch er sich besser für Anwendungen eignet, bei denen eine hohe Eingangsimpedanz erforderlich ist.

2.3.4
SN 72748, SN 72777 und SN 72301 A

Der SN 72748 (*Bild 2.12*) besitzt die gleichen Eigenschaften wie der SN 72741 mit Ausnahme der internen Frequenzkompensation. Die externe Kompensation des SN 72748 bietet die Möglichkeit einen Frequenzgang (bei einer Schleifenverstärkung größer als Eins) bei Anwendungen zu erzielen, die eine größere Bandbreite oder einen rascheren Pulsanstieg erfordern.

Der SN 72777 (*Bild 2.12*) ist ein Präzisions-Operationsverstärker, der sich durch besonders niedrige Offset- und Eingangsruheströme auszeichnet. Er eignet sich daher besonders für Anwendungen in Integratoren mit großer Zeitkonstante, Sample-and-hold Schaltungen und Summier-Verstärker mit hoher Eingangsimpedanz. Externe Frequenzkompensation erlaubt die Einstellung der Bandbreite und der Anstiegszeit.

Der SN 72301 A (*Bild 2.12*) ist ein hochwertiger Operationsverstärker mit sehr niedrigem Eingangsruhestrom und niedriger Eingangs-Offset-Spannung und -Strom. Normale externe Frequenzkompensation wie auch eine Vorwärtskompensation können zur Erzielung des gewünschten Frequenzganges angewendet werden.

2.3.5
SN 72770 und SN 72771

Der SN 72770 und SN 72771 (*Bild 2.13*) sind hochwertige und universelle integrierte Operationsverstärker. Der SN 72771 ist intern kompensiert, während der SN 72770 zur Einstellung des Frequenzganges externe Kompensation benötigt. Die beiden Verstärker zeichnen sich durch niedrigen Eingangsruhestrom und Eingangs-Offset-Strom aus und ähneln dadurch in ihren Eigenschaften Verstärkern, die mit besonders hochverstärkenden Transistoren arbeiten. Zusätzlich zeichnen sich diese Verstärker durch einen hohen Pulsanstieg (slew rate = Anstiegsgeschwindigkeit: Die maximale zeitliche Änderung der Ausgangsspannung $\Delta U_A/\Delta t$ bei einem Spannungssprung am Eingang an und hat die Dimension V/μs) aus, die sie besonders geeignet für Signale mit kleiner Anstiegszeit oder große Hochfrequenzsignale macht.

2.3.6
SN 72660, SN 72308 und SN 72308 A

Der SN 72660 (*Bild 2.14*) wurde für Anwendungen geschaffen, die geringen Eingangsruhestrom, sowie kleine Eingangs-Offset-Spannung und -Strom erfordern. Außerdem ist die Leistungsaufnahme äußerst gering, der Stromverbrauch beträgt knapp 300 μA. Die Eigenschaften des SN 72660 machen ihn besonders nützlich für präzise meßtechnische Anwendungen sowie für andere Systeme, bei denen hohe

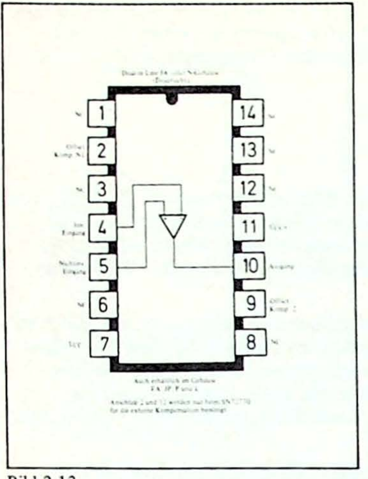


Bild 2.13
Anschlußschema des SN 72770 und SN 72771

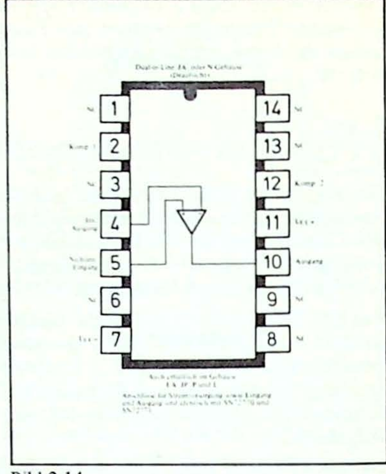


Bild 2.14
Anschlußschema des SN 72660, SN 72308 und SN 72308A

Genauigkeit und Stabilität erforderlich ist.

Der SN 72308 und SN 72308 A (*Bild 2.14*) besitzen besonders hohe Verstärkung mit extrem niedrigen Eingangsruhe- und Offset-Strömen und -Spannungen. Sie wurden für die Anwendung in besonders hochwertigen Schaltungen entwickelt und gestatten durch externe Frequenzkompensation eine optimale Anpassung an jede Aufgabe.

2.3.7 SN 72747

Der SN 72747 (*Bild 2.15*) ist ein universeller Zweifach-Operationsverstärker mit Null-Abgleichsmöglichkeit der Offset-Spannung für jeden Verstärker. Jeder der beiden Verstärker ist elektrisch identisch mit dem SN 72741.

2.3.8 SN 72558 und SN 72L022

Der SN 72558 (*Bild 2.16*) ist ein universeller Zweifach-Operationsverstärker, bei denen jeder dem SN 72741 ähnelt, mit der Ausnahme, daß kein Nullabgleich für die Offset-Spannung vorgesehen ist.

Der SN 72L022 (*Bild 2.16*) ist ein Zweifach-Operationsverstärker mit besonders niedriger Leistungsaufnahme. Interne Kompensation, gute Übersteuerungsfestigkeit und kurzschlußfester Ausgang machen seine Anwendung weitgehend problemlos.

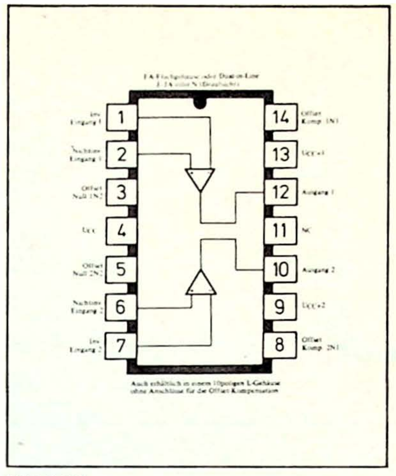


Bild 2.15
Anschlußschema des SN 72747

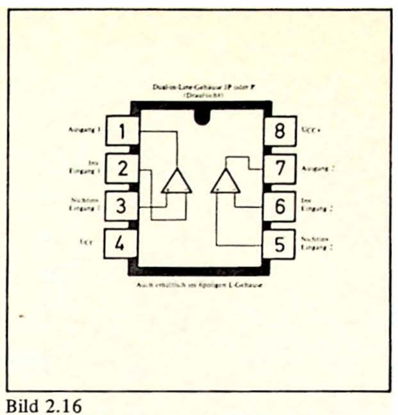


Bild 2.16
Anschlußschema des SN 72558 und
SN 72L022

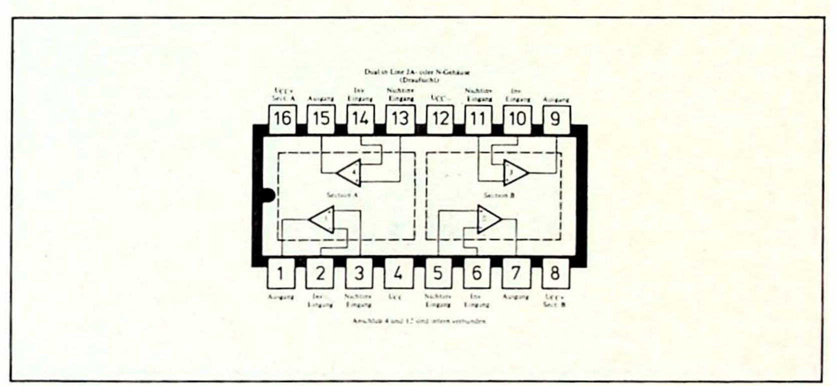


Bild 2.17
Anschlußschema des SN 72L044

2.3.9 SN 72L044

Der SN 72L044 (*Bild 2.17*) ist die Vierfach-Ausführung des SN 72L022. Er zeichnet sich durch den geringen Stromverbrauch des SN 72L022 aus und hat getrennte positive Stromversorgung für jeweils zwei Verstärker.

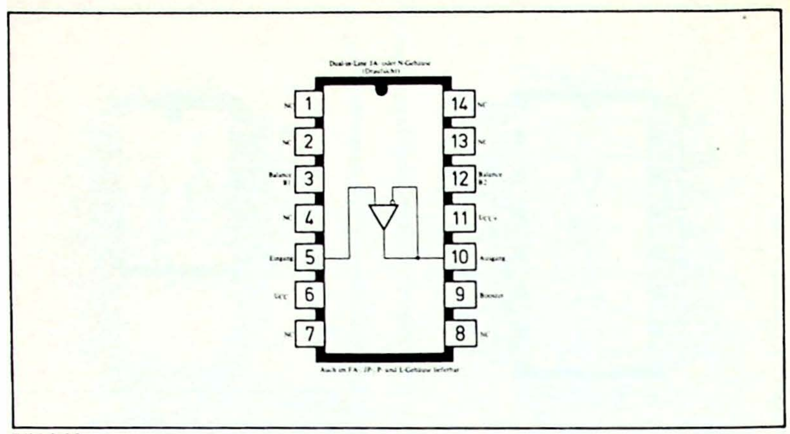


Bild 2.18
Anschlußschema des SN 72310

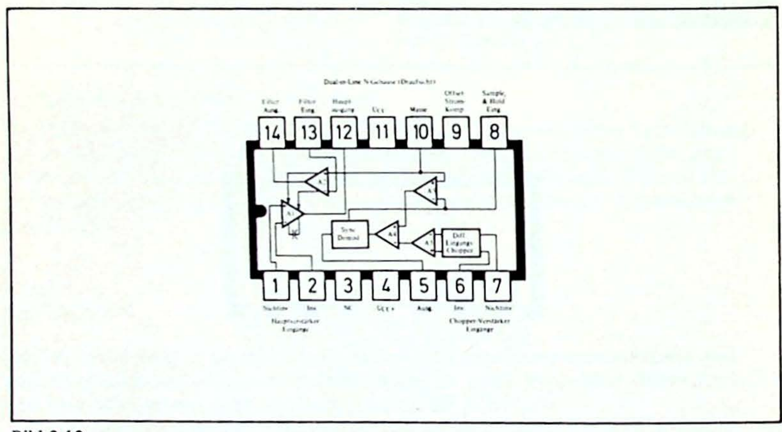


Bild 2.19
Anschlußschema des SN 722088

2.3.10
SN 72310

Der SN 72310 (*Bild 2.18*) ist ein nichtinvertierenden Verstärker mit einem Verstärkungsfaktor von Eins (unity-gain-amplifier), den man auch als Spannungsfolger (voltage follower) bezeichnet und bereits die entsprechenden internen Verbindungen enthält. Er besitzt einen hohen Pulsanstieg (30 V/µsec typisch) und eine Bandbreite von 20 MHz. Er benötigt keine externe Frequenzkompensation.

2.3.11 SN 72088

Der SN 72088 (*Bild 2.19*) ist ein außerordentlich hochwertiger, zerhackerstabilisierter Operationsverstärker. Er besitzt hohe Eingangsimpedanz, äußerst kleine Eingangs-Offset-Spannung, niedrigen Temperaturkoeffizienten der Eingangs-Offset-Spannung, geringe Eingangsruhe- und Offset-Ströme, sowie eine hohe Anstiegsgeschwindigkeit durch die Kombination modernster Technologien.

2.4 Kompensation von Fehlern infolge interner Parameter

2.4.1 Kompensation der Eingangs-Offset-Spannung

Kompensation des SN 72709

Diesen Verstärker kann man durch Beeinflussung des Kollektorstromes einer Seite des Eingangsverstärkers kompensieren; dies ist über den Kompensationsanschluß B möglich (*Bild 2.20*). An den Anschluß B wird über einen 150-kΩ-Widerstand eine zwischen Masse und $+U_{CC}$ an einem 10-kΩ-Potentiometer abgreifbare Spannung zur Offset-Kompensation gelegt.

Kompensation des SN 72741, SN 72747, SN 72307 oder SN 72771

Für diese Verstärker wird ein 10-kΩ-Potentiometer zwischen die Offset-Abgleichanschlüsse N1 und N2 gelegt (*Bild 2.21*), der Schleifer des Potentiometers liegt an $-U_{CC}$. Die Anschlüsse N1 und N2 führen zu den Emittern der Konstantstromquellen für die Eingangsstufen und gestatten dadurch eine einfache Kompensation der Eingangs-Offset-Spannung.

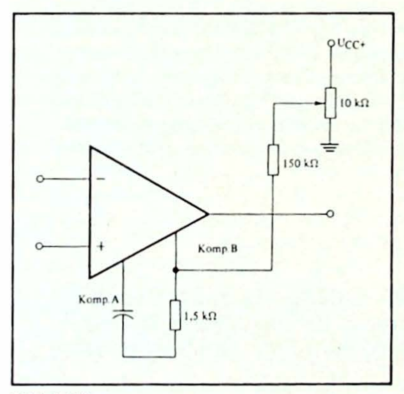


Bild 2.20
Kompensation der Offset-Spannung beim SN72709

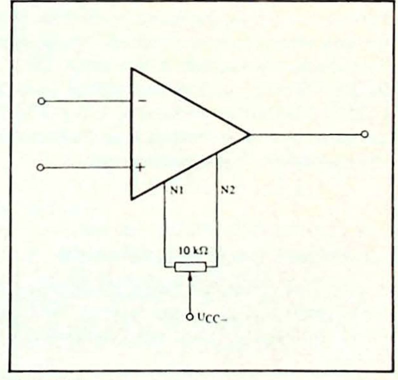


Bild 2.21
Kompensation der Offset-Spannung beim SN72741, SN72747, SN72307 oder SN72771

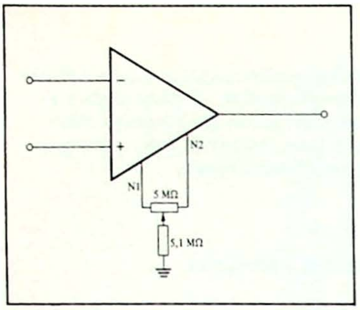


Bild 2.22
Kompensation der Offset-Spannung des SN72748, SN72770, SN72777 und SN72301A

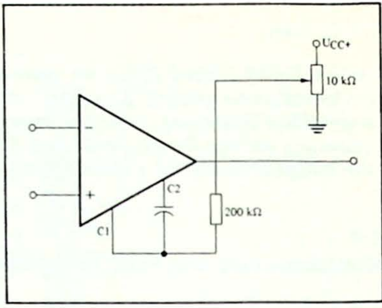


Bild 2.23
Kompensation der Offset-Spannung des SN72308

Kompensation des SN 72748, SN 72770, SN 72777 oder SN 72301A

Bei diesen Verstärkern wird die Kompensation durch Beeinflussung der Konstantstromquellen der Eingangsstufen an deren Kollektoren vorgenommen. Man kann hierbei an diesen Punkten sowohl eine Frequenzkompensation vornehmen, als auch den Offset-Abgleich durchführen. Da diese Punkte eine hohe Impedanz aufweisen, muß die Impedanz der verwendeten Korrekturelemente ebenfalls hoch sein, um eine unzulässige Belastung und damit einen Verstärkungsverlust zu vermeiden (*Bild 2.22*). Die Offset-Kompensation wird mittels eines 5-MΩ-Potentiometers zwischen den Anschlüssen N1 und N2 vorgenommen, dessen Schleifer über einen 5,1-MΩ-Widerstand an Masse gelegt wird.

Kompensation des SN 72308

Die Offset-Kompensation dieses Verstärkers ähnelt der des SN 72709, indem die Ströme der Eingangsstufen beeinflußt werden. Im SN 72308 wird dies durch Zuführung eines kleinen Stromes in den Kompensationsanschluß 1 durchgeführt. Über diesen Anschluß, welcher der Basis der zweiten Stufe entspricht, kann man die Kollektorspannung einer Eingangsstufe beeinflussen. Ein 200-kΩ-Widerstand (*Bild 2.23*) führt vom Schleifer des 10-kΩ-Potentiometers zum Kompensationsanschluß 1. Das Potentiometer liegt zwischen $+U_{CC}$ und Masse und liefert den erforderlichen Injektionsstrom.

2.4.2.
Eingangsstrom-Kompensation

Es gibt zwei grundsätzliche Methoden um Fehler infolge von Abweichungen der Eingangsströme zu kompensieren. Bei der passiven Methode werden nur Widerstände benützt, bei der aktiven Methode dagegen verwendet man externe Transistoren.

Passive Kompensation eines invertierenden Verstärkers

Der Eingangsstrom I_1 (*Bild 2.24*) erzeugt eine Spannung entsprechend

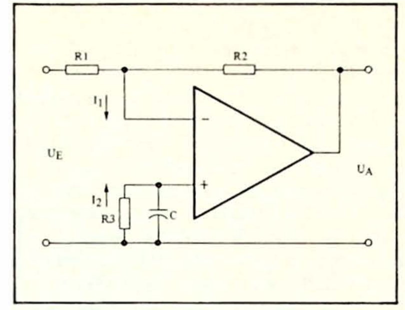


Bild 2.24
Passive Eingangsstrom-Kompensation eines invertierenden Verstärkers

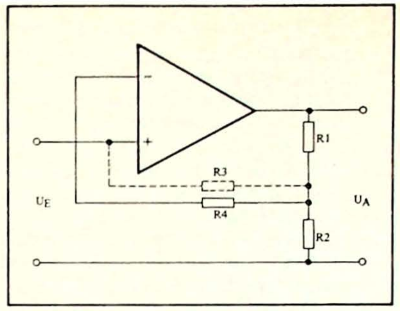


Bild 2.25
Passive Eingangsstrom-Kompensation eines Spannungsfolgers

$I_1(R_1 \cdot R_2)/(R_1 + R_2)$ am invertierenden Eingang. Die Auswirkungen dieser unerwünschten Spannungen können durch eine entsprechende Spannung am nichtinvertierenden Eingang aufgehoben werden, die man durch den Strom I_2 durch R_3 erzeugt.
$I_2 \cdot R_3$ muß gleich sein $I_1(R_1 \cdot R_2)/(R_1 + R_2)$. Falls die Eingangsruheströme I_1 und I_2 gleich groß sind, reicht es aus, wenn $R_3 = R_1 \cdot R_2/(R_1 + R_2)$ ist. Wenn die beiden Ströme I_1 und I_2 nicht gleich groß sind, kann man R_3 regelbar machen um ein exaktes Gleichgewicht herzustellen.
Um den Gleichspannungspegel am nichtinvertierenden Eingang zu stabilisieren, ist es empfehlenswert, einen induktivitätsarmen Kondensator parallel zu R_3 zu legen. Ein keramischer Kondensator von 1 nF bis 10 nF wird in den meisten Fällen ausreichend sein.

Passive Kompensation eines Spannungsfolgers

Der Spannungsfolger (*Bild 2.25*) muß definitionsgemäß eine hohe Eingangsimpedanz besitzen. Daher ist es nicht erwünscht, daß parallel zum Eingang ein niederohmiger Widerstand liegt. Wenn der Widerstand (der Spannungsquelle) zwischen nichtinvertierendem Eingang konstant und bekannt ist, so kann der Spannungsabfall an ihm, hervorgerufen durch den Eingangsruhestrom, berechnet und kompensiert werden, indem ein Widerstand R_4 zwischen invertierendem Eingang und dem Rückkopplungsnetzwerk gelegt wird. Die Summe von R_4 und $R_1 \cdot R_2/(R_1 + R_2)$ muß gleich dem Widerstand der Spannungsquelle sein.
Falls dieser Wert unbekannt ist, kann die Vorspannung am nichtinvertierenden Eingang durch R_3 erzeugt werden, der zwischen diesem Eingang und dem Rückkopplungsnetzwerk liegt. Wenn R_3 und R_4 gleich groß sind, würde jede hochohmige Spannungsquelle, die mit dem Eingang (UE) verbunden wird, die Impedanz am nichtinvertierenden Eingang verringern und damit mehr Gegenkopplung als Rückkopplung bewirken, wodurch die Stabilität erhöht wird. Es muß beachtet werden, daß infolge von Widerstandstoleranzen unter Umständen über R_3 eine stärkere Rückkopplung als über R_4 erfolgen kann, die den Verstärker zum Schwingen bringt. Wählt man daher R_4 etwas niedriger als R_3, so ist eine ausreichende Sicherheit und Stabilität gewährleistet.

Aktive Kompensation eines invertierenden Verstärkers

Die passive Kompensation arbeitet nur, wenn der Widerstand der Gegenkopplungsschleife konstant ist. Falls der Gegenkopplungswiderstand R_2 (*Bild 2.24*) nicht konstant ist, muß R_3 ebenfalls variabel sein um eine exakte Kompensation aufrecht zu erhalten. Dies kann man mit einer Schaltungsanordnung nach *Bild 2.26a* erreichen, bei der mittels eines 2N 2605 die Vorspannungseffekte, hervorgerufen durch den veränderlichen R_3, automatisch korrigiert werden. Der 2N 2605 ist ein pnp-Transistor, dessen Eigenschaften den npn-Eingangstransistoren der meisten integrierten Operationsverstärker sehr ähnlich sind. Ein npn-Transistor wird verwendet, falls die integrierte Schaltung pnp-Eingangsstufen hat (ein 2N 2484 z.B. beim SN 72L022). Die Einstellung des Basisstromes erfolgt mittels eines 10-kΩ-Potentiometers (zwischen $+U_{CC}$ und Masse), dessen Schleifer über einen 1-MΩ-Widerstand mit dem Emitter des 2N 2605 verbunden wird. Das Potentiometer wird so eingestellt, daß der Basisstrom I_B gleich groß wie der erforderliche Eingangsruhestrom I_{EB} wird. Änderungen der Eingangsbelastung infolge Veränderung von R_2 beeinflußt Eingangsruheströme und Basisströme in gleicher Weise und hält so eine exakte Kompensation aufrecht.

Aktive Kompensation eines Spannungsfolgers

Die Verwendung eines Einzeltransistors bei einem Inverter ist möglich, da der nicht-

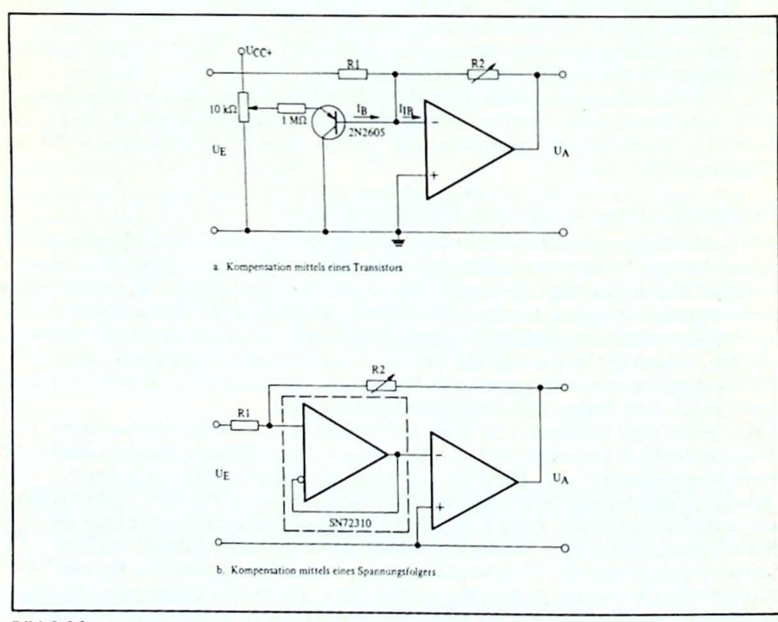


Bild 2.26
Aktive Eingangsstrom-Kompensation eines invertierenden Verstärkers

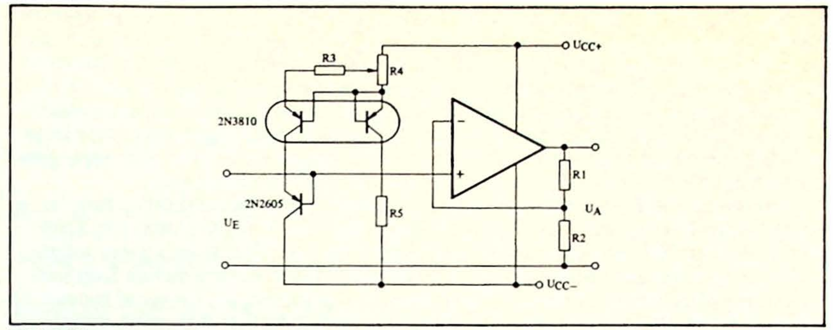


Bild 2.27
Aktive Eingangsstrom-Kompensation eines Spannungsfolgers

invertierende Eingang geerdet ist. Bei einem Spannungsfolger, der kompensiert werden muß, kann der nichtinvertierende Eingang auf jeder beliebigen Spannung gegenüber Masse liegen. Die Basis- und Emitterströme des externen Transistors müssen konstant bleiben, auch wenn sich die Spannung an der Basis (und am nichtinvertierenden Eingang) ändert. Zu diesem Zweck liefert eine Konstantstromquelle (*Bild 2.27*), bestehend aus dem 2N 3810 (um die Temperatureffekte möglichst klein zu halten), den erforderlichen Strom in den Emitter des 2N 2605. Die Folge hiervon ist ein konstanter Basisstrom, der für die Kompensation des Ruhestromes des nichtinvertierenden Einganges exakt eingestellt werden kann. Diese Einstellung erfolgt mit dem Potentiometer R_4.

Zusammenfassung

Die Kompensation der Eingangs-Offset-Spannung erfolgt unter Verwendung eines empfindlichen Voltmeters, wobei der Gegenkopplungswiderstand kurzgeschlossen und die Eingänge geerdet werden,um Auswirkungen der Eingangsruheströme möglichst klein zu halten. Nachdem die Offset-Spannung korrigiert ist, wird die Schaltung nach Aufhebung der Kurzschlüsse in ihrem eigentlichen Betriebszustand mittels der Regler für die Kompensation der Eingangsruheströme neuerlich auf die Ausgangsspannung Null eingestellt.
Abschließend soll noch bemerkt werden, daß die beschriebene Kompensationstechnik der Eingangsruheströme normalerweise für allgemeine Operationsverstärker erforderlich ist, sie ist dagegen nicht anwendbar für Operationsverstärker mit besonders hoher Verstärkung wie z.B. der SN 72308. Die Eingangsruheströme der meisten Operationsverstärker mit hoher Verstärkung sind sehr niedrig und erzeugen im allgemeinen nur unwesentliche Offset-Spannungen.

2.4.3 Kompensation des Frequenzganges und der Bandbreite bei geschlossener Schleife

Ein Operationsverstärker kann als eine Spannungsquelle angesehen werden, dem

ein RC-Netzwerk folgt, wodurch eine Abnahme der Verstärkung und zunehmende Phasendrehung mit steigender Frequenz bewirkt wird, obwohl diese Verstärkungsabnahme und Phasendrehung in mehreren Stufen des Verstärkers erfolgt. Bei steigender Frequenz ist es unbedingt erforderlich, daß die Verstärkung auf den Wert Eins abgesunken ist, bevor die Phasendrehung 180° erreicht hat. Falls die Verstärkung noch ≥ 1 ist, und die Phase sich um 180° gedreht hat, beginnt der Verstärker zu schwingen. Sogar mit niederfrequenten Eingangssignalen können Schwingungen auftreten, falls die Phasendrehung und Verstärkung dies ermöglichen.
Netzwerke für die Frequenzkompensation liegen für jeden Verstärkertyp fest. In vielen Fällen können die erforderlichen Maßnahmen der Kompensation zur Erreichung der Verstärkung Eins schwierig zu realisieren sein. Ebenso benötigen nichtlineare Anwendungen (Begrenzung, Integration etc.) eine weitergehende Kompensation. Schaltkreise mit interner Kompensation oder solche, die für verschiedene Anwendungen ohne gesonderte Einstellung der Kompensation eingesetzt werden sollen, müssen für die Bedingung der Schleifenverstärkung Eins besonders kompensiert werden,um eine ausreichende Stabilität zu gewährleisten.

Frequenzkompensation des SN 72702

Für Anwendungen mit geschlossener Schleife mit einer Verstärkung von 250 (48 dB) oder mehr ist eine externe Frequenzkompensation nicht erforderlich. Bei Verstärkungen unter 48 dB muß eines oder mehrere der verfügbaren Frequenzkompensations-Netzwerke verwendet werden.

Ausgangs-“phase-lead”-Kompensation

(to lead = voreilen, d.h. das Signal erfährt am Kompensationspunkt eine positive Phasendrehung). Für Verstärkungen größer als 48 dB wird eine Lead-Kompensation durch einen Kondensator zwischen den Lead- und Lag-Anschlüssen des SN 72702 bewirkt (*Bild 2.28*). Mit dieser Kompensation wird die Bandbreite dadurch erhöht, daß der zweite Eckpunkt des Verstärkungsabfalles bis auf 30 MHz hinaufgeschoben

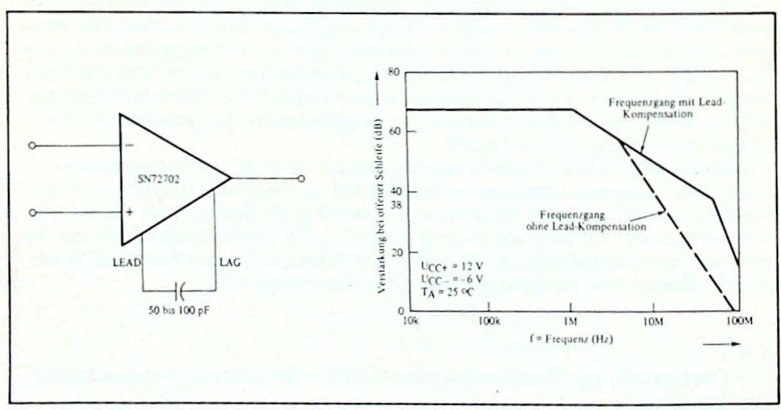


Bild 2.28
Ausgangs-Lead-Kompensation des SN72702

wird. Der optimale Wert für diesen Kondensator liegt zwischen 50 und 100 pF.

Ausgangs- "phase-lag"-Kompensation

(to lag = nacheilen, d.h. das Signal erfährt am Kompensationspunkt eine negative Phasendrehung). Diese Kompensation wird bei Verstärkungen zwischen 0 und 48 dB verwendet (*Bild 2.29*). Die Werte für das Kompensationsnetzwerk errechnen sich wie folgt:

$$R_1 = 20(1 + \frac{R_3}{R_2}) \quad \text{und} \quad C_1 = 10^{-2} \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

wobei R in Ohm und C in μF einzusetzen ist.

Eingangs-Lag-Kompensation

Die Ausgangs-Lag-Kompensation begrenzt die maximal erreichbare Spannung Spitze-zu-Spitze bei hohen Frequenzen. Bei der Eingangs-Lag-Kompensation ist dies nicht der Fall (*Bild 2.30* und *2.31*). *Bild 2.30* zeigt einen symmetrischen Differenzverstärker mit Eingangs-Kompensation.

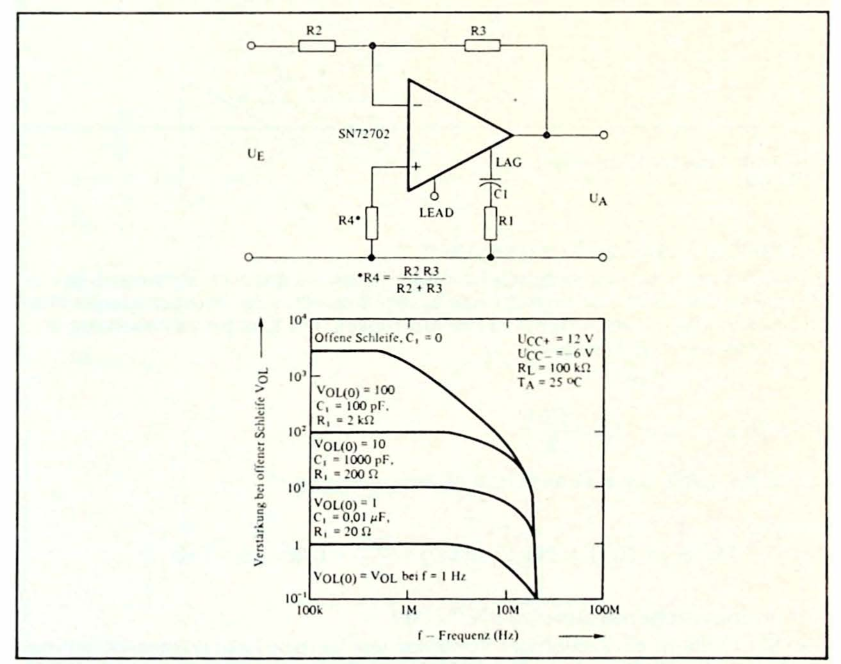


Bild 2.29
Ausgangs-Lag-Kompensation des SN72702

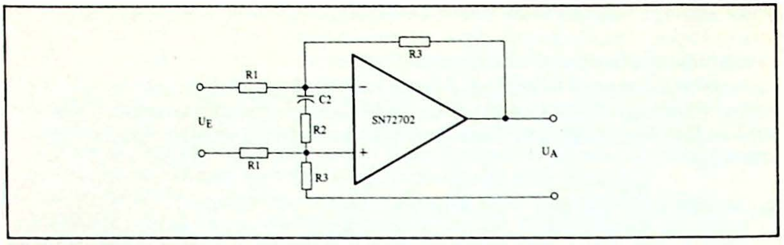


Bild 2.30
Eingang-Lag-Kompensation des SN72702

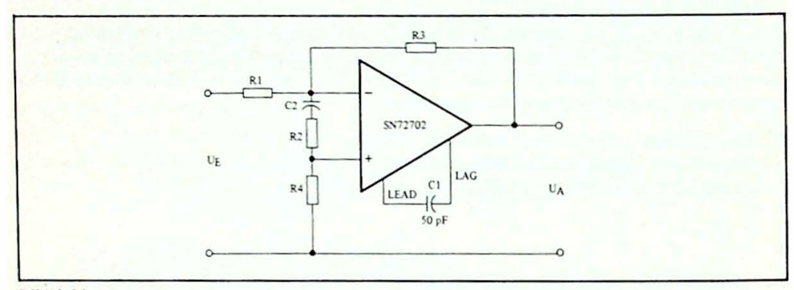


Bild 2.31
Gemischte Lead-Lag-Kompensation des SN72702

Gemischte Lead-Lag-Kompensation

Eine Kombination einer Ausgangs-Lead-Kompensation mit einer Eingangs-Lag-Kompensation (*Bild 3.31*) erlaubt eine bessere Korrektur des Frequenzganges ohne den Spannungshub am Ausgang zu beeinträchtigen. Die Kompensationselemente lassen sich wie folgt berechnen:

$$C_1 = 50\ \text{pF}$$

$$R_2 = 20\ R_3 \quad \text{und} \quad C_2 = \frac{0{,}01}{R_3}$$

wobei R_3 in kΩ, R_2 in Ω und C_2 in μF einzusetzen ist.

Beispiel:
$R_3 = 10\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 20.10 = 200\ \Omega$ und $C_2 = \frac{0{,}01}{10} = 0{,}001\ \mu\text{F} = 1\ \text{nF}$

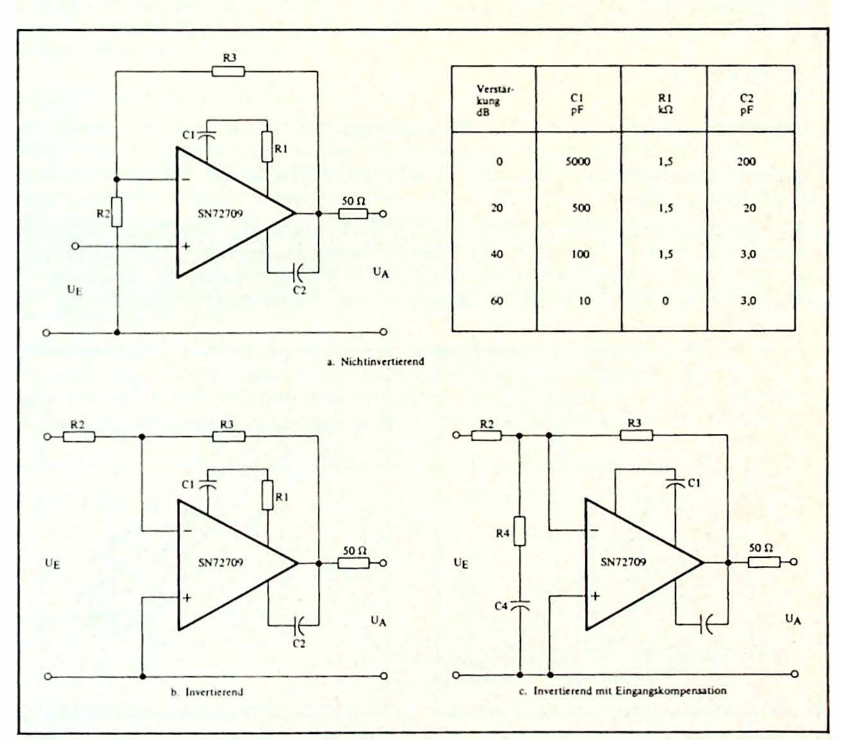
Frequenzkompensation des SN 72709

Der SN 72709 ist ein dreistufiger Verstärker und hat eine Leerlaufverstärkung von wenigstens 90 dB. Seine hohe Verstärkung und Phasendrehung kann ihn schon bei offener Schleife zum Schwingen bringen. Für ein ordnungsgemäßes Arbeiten sind

zwei Kompensationsnetzwerke erforderlich: Eine Gegenkopplung vom Kollektor zur Basis der zweiten Stufe und ebenso an der Ausgangsstufe. *Bild 2.32a* zeigt diese Kompensationsnetzwerke, R_1 - C_1 und C_2, die allgemein für die Stabilität erforderlich sind. Am stärksten wirken sich die Komponenten R_1 - C_1 aus, unterstützt durch die zusätzlich erforderliche Kompensation durch C_2.

Eine kapazitive Belastung kann die Schaltung unstabil machen, sogar bei einer Kompensation mit R_1 - C_2. Daher muß man in Anwendungen, bei denen die Last kapazitive Anteile haben kann, einen ohmschen Widerstand (typisch 50 Ω) in Serie mit dem Ausgang legen um die Ausgangskompensation von der Last zu trennen. Da die meisten Belastungen einen kapazitiven Anteil haben, ist die Verwendung eines 50-Ω-Serienwiderstandes auf jeden Fall zur Erhöhung der Stabilität zu empfehlen.

Die Tabelle in *Bild 2.32a* enthält die Werte von Kompensationselementen für nichtinvertierende Verstärker mit geschlossener Schleife mit Verstärkungen von 0 bis 60 dB. Diese Werte sind für die ungünstigsten Schaltkreisparameter gerechnet, bei



Verstärkung dB	C1 pF	R1 kΩ	C2 pF
0	5000	1,5	200
20	500	1,5	20
40	100	1,5	3,0
60	10	0	3,0

Bild 2.32
Frequenz-Kompensation des SN72709

einer Phasensicherheit von 45° oder mehr. Zu bemerken ist, daß der Wert von R_1 1,5 kΩ für Verstärkungen von 50 bis 60 dB beträgt. Der Wert von R_1 kann größer als 1,5 kΩ in diesen Bereichen sein, jedoch niemals kleiner. Dieser Widerstand ist nötig, um eine Verschiebung der Eckfrequenz (des Beginnes des Verstärkungsabfalles) bis in einen Bereich zu verhindern, in dem durch den Miller-Effekt eine außerordentliche Phasendrehung erfolgt die zu Schwingungen führt. Für invertierende Verstärker (*Bild 2.32b*) sollten die Werte der Kondensatoren C_1 und C_2 mit dem Faktor $R_3/(R_3 + R_2)$ multipliziert werden um die entsprechende Bandbreite zu erreichen. Abhängig von der verwendeten integrierten Schaltung liegt die –3-dB-Bandbreite zwischen 0,4 und 1,8 MHz.
Wie beim SN 72702, so wird auch der Ausgangsspannungshub des SN 72709 bei hohen Frequenzen begrenzt. Um diesen Ausgangsspannungshub zu verbessern, kann man das in *Bild 2.32c* gezeigte Kompensations-Netzwerk am Eingang verwenden.
An dieser Stelle soll jedoch darauf hingewiesen werden, daß zwar eine Verbesserung des Ausgangsspannungshubes mit dieser Technik möglich ist, der Rauschabstand jedoch wesentlich verschlechtert wird.
Die Werte der Kompensationselemente können wie folgt berechnet werden:

$$R_4 = 20\,R_3 \quad \text{und} \quad C_3 = \frac{9}{R_3}$$

wobei R_3 in kΩ, R_4 in Ω und C in μF einzusetzen ist.

Frequenzkompensation des SN 72741, SN 72747, SN 72558, SN 72307 und SN 72771

Diese Operationsverstärker sind intern durch die Verwendung eines Rückkopplungskondensators in MOS-Technik in einer Zwischenstufe kompensiert. Der Frequenzgang, wie *Bild 2.33* zeigt, fällt mit 6 dB/Oktave (= 20 dB/Dekade) bis zur Verstärkung Eins bei ca. 1 MHz ab. Die Verstärker arbeiten daher stabil in jeder Anord-

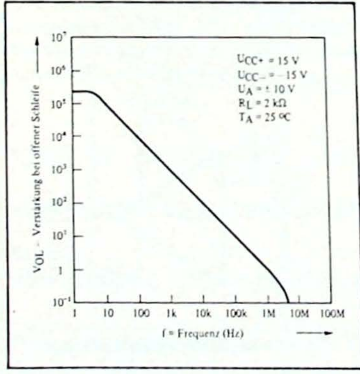


Bild 2.33
Frequenzgang des SN72741, SN72747, SN72558, SN72307 und SN72771

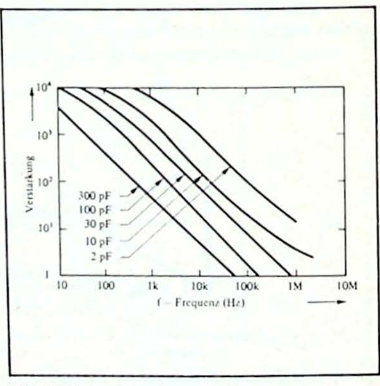


Bild 2.34
Gemessener Frequenzgang eines SN72748

nung mit geschlossener Schleife, vorausgesetzt, daß der Schaltungsaufbau und die Versorgungsspannungen den Stabilitätsbedingungen entsprechen.

Frequenzkompensation des SN 72748, SN 72301A, SN 72770 und SN 72308A

Diese Verstärker haben einen Anschluß für externe Frequenzkompensation. Wenn ein externer Kompensationskondensator von 30 pF verwendet wird, ähnelt die Frequenzkurve dem SN 72741 wie in *Bild 2.33* gezeigt. Die externe Kompensation bietet den Vorteil, daß der Kapazitätswert so gewählt werden kann, daß sich eine günstigere Frequenzkurve bei Anwendungen mit höherer Verstärkung ergibt. Für Verstärkungen größer als Eins kann man die erforderliche Kompensationskapazität wie folgt bestimmen: $C = 60/(1 + V_{CL})$, wobei V_{CL} die Verstärkung bei geschlossener Schleife ist. Für die Verstärkung Eins ist daher $C = 60/(1 + 1) = 60/2 = 30$ pF. Dagegen kann für eine Verstärkung von 10 die Kapazität auf den Wert $60/(1 + 10)$, d.h. ca. 5,6 pF verringert werden. Ohne Rücksicht auf die Verstärkung bei geschlossener Schleife ist es empfehlenswert, zur Sicherung der Stabilität nicht unter 3 pF zu gehen. *Bild 2.34* zeigt die entsprechenden Frequenzkurven für verschiedene Werte von C bei einem SN 72748. Ähnliche Ergebnisse ergeben sich für andere Verstärker aus dieser Gruppe.

Zusätzliche Kompensation des SN 72301A

Eine andere Methode zur Frequenzkompensation, die beim SN 72301 möglich ist, erlaubt eine größere Bandbreite und eine höhere Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung. Die lateralen pnp-Transistoren, die am Eingang zur Pegelverschiebung verwendet werden, haben einen sehr ungünstigen Frequenzgang und bewirken eine starke Phasendrehung. In der Folge hiervon liegt die Grenzfrequenz (unity-gain bandwidth = Frequenz, bei der die Verstärkung auf den Wert Eins abgesunken ist) bei 1 MHz und die Anstiegsgeschwindigkeit nur bei 0,5 V/μs.
Jeweils eines von zwei Verfahren kann zur Verbesserung der Schaltkreiseigenschaften verwendet werden.

Eine dieser Methoden besteht in der Verwendung einer Lag-Kompensation, wie *Bild 2.35* zeigt. Anstatt einen Kondensator über die Kompensationsanschlüsse zu legen, werden zwei Kondensatoren verwendet. Der Kondensator C_1 wird zwischen die Basis der zweiten Stufe (Anschluß N 1) und die Last gelegt. Sein Wert ist wie

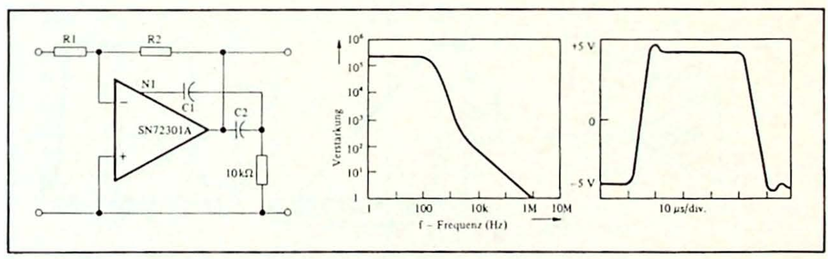


Bild 2.35
Lag-Kompensation des SN72301A

ursprünglich 30 pF für die Verstärkung Eins oder weniger. Für Anwendungen mit höherer Verstärkung wird ein weiterer Kondensator C_2 wie gezeigt in Serie zum Ausgang gelegt, der nur eine Wechselspannungskopplung vom Ausgang zur Last und zu C_1 darstellt. Der empfohlene Wert für C_2 ist $10 \cdot C_1$. Bandbreite und Anstiegsgeschwindigkeit verbessern sich etwa auf das Doppelte durch diese Technik.

Eine weitere Verbesserung der Anstiegsgeschwindigkeit kann man durch Verwendung einer Lead- oder Vorwärtskompensation gemäß *Bild 2.36* erzielen. Es werden wieder zwei Kondensatoren verwendet. Der erste Kondensator hat 150 pF und liegt zwischen dem invertierenden Eingang und der Basis der zweiten Stufe (Anschluß N 1). Dies bewirkt eine kapazitive Überbrückung der langsamen lateralen pnp-Transistoren für hohe Frequenzen und erlaubt eine kräftige Ansteuerung des Ausganges, wodurch eine höhere Anstiegsgeschwindigkeit erzielt wird. Anstiegsgeschwindigkeiten bis 10 V/µs sind mit dieser Kompensationstechnik ohne weiteres erreichbar.

Ein zusätzlicher Kondensator C_1, welcher über dem Gegenkopplungswiderstand liegt, dient zur Verbesserung der Bandbreite. C_1 muß den Beginn des Abfalles bis zur gewünschten Frequenz hinausschieben. Sein Wert hängt daher von der Größe des Gegenkopplungswiderstandes R_2 und der gewünschten Eckfrequenz f_o (roll-off frequency) ab, wobei f_o jedoch unter 3,5 MHz liegen muß. Der Wert von C_1 berechnet sich wie folgt: $C_1 = 1/(2\pi f_o R_2)$.

Frequenzkompensation des SN 72308

Eine Methode zur Parallel-Kompensation (*Bild 2.37*) kann zur Erhöhung der Stabilität in Niederfrequenz-Anwendungen und zur Unterdrückung von Brummspannungen aus der Stromversorgung angewendet werden. Die Brummunterdrückung mit einem 100-pF-Kondensator wird etwa um den Faktor 10 gegenüber der konventionellen Kompensation verbessert. Der 100-pF-Kondensator wird zwischen den Ausgang der zweiten Verstärkerstufe (Kompensationsanschluß 2) und Masse gelegt. Die sich ergebende ausgezeichnete Stabilität gewährleistet eine exakte Spannungsverstärkung bei der Verwendung als Regelverstärker in stabilisierten Netzgeräten.

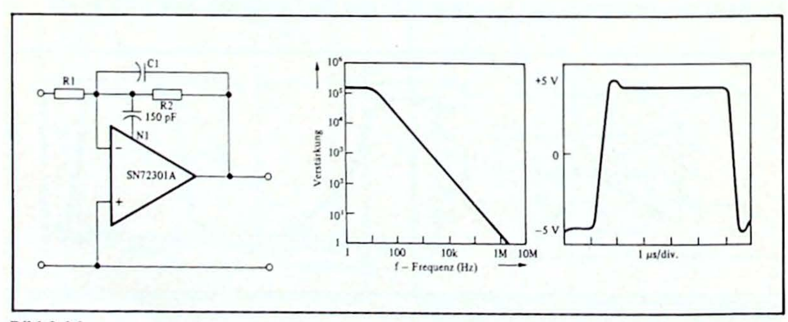


Bild 2.36
Vorwärts-Kompensation des SN72301A

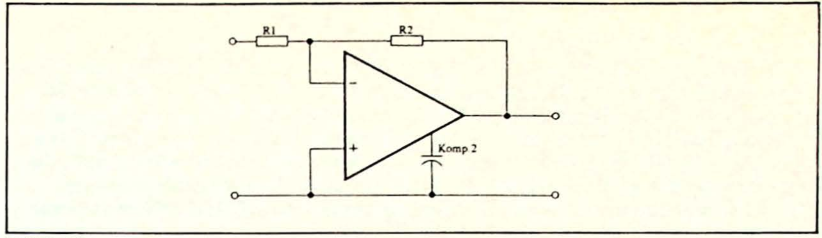


Bild 2.37
Parallel-Kompensation des SN72308

2.5. Unsymmetrische Verstärker

2.5.1. Spannungsfolger

Bei unsymmetrischen Verstärkern liegt ein Ausgang an Masse oder auf einem festen Bezugspotential, dem anderen Eingang wird das Signal zugeführt. Ein Beispiel hierfür ist der Spannungsfolger (*Bild 2.38*)
Bei dieser Anordnung ist die Ausgangsspannung in Phase mit der Eingangsspannung. Wenn ein Gegenkopplungswiderstand R_2 und ein Abschlußwiderstand R_1 wie in *Bild 2.38* verwendet wird, so bewirkt die Ausgangsspannung U_A durch diese Widerstände den Strom I. Der resultierende Spannungsabfall an R_1 ist gleich groß wie die Eingangsspannung U_E. Es ist ferner $I = U_E/R_1$ und $U_A = I(R_1 + R_2)$. Aus diesen beiden Gleichungen ergibt sich die Übertragungsfunktion der Spannung zu $U_A = U_E(R_1 + R_2)/R_1$. Eine spezielle Ausführung ergibt sich, wenn $R_2 = 0$ und $R_1 = \infty$ ist. Die Übertragungsfunktion reduziert sich dann auf $U_A/U_E = 1$ und die Schaltung ergibt einen Spannungsfolger mit der Verstärkung Eins, einem theoretisch unendlich großen Eingangswiderstand und einem Ausgangswiderstand von Null.

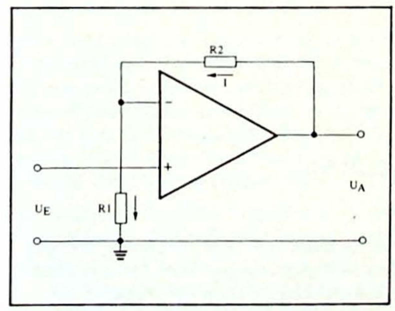


Bild 2.38
Prinzipielle Schaltung eines Spannungsfolgers

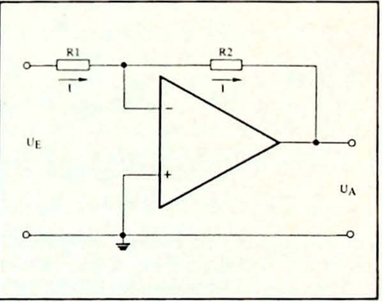


Bild 2.39
Prinzipschaltung des invertierenden Verstärkers

2.5.2
Invertierender Spannungsverstärker

Bei dem invertierenden Verstärker in *Bild 2.39* ist die Ausgangsspannung gegenphasig zur Eingangsspannung. Der Strom ist wieder $I = U_E/R_1$. Der invertierende Eingang erscheint als virtuelle Masse (Null Volt, aber ohne Strom zu ziehen), so daß der Strom I durch R_2 fließt und den Spannungsabfall $U_A = -I \cdot R_2$ bewirkt. Dies ergibt $U_A = U_E(R_2/R_1)$. Der theoretische Ausgangswiderstand ist wieder Null, der Eingangswiderstand jedoch $U_E/I = R_1$. Wenn ein hoher Eingangswiderstand gewünscht wird, kann dem Inverter ein Spannungsfolger gemäß *Bild 2.40* vorgeschaltet werden.

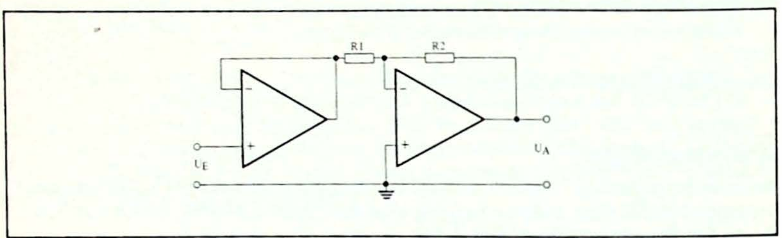


Bild 2.40
Invertierender Verstärker mit hohem Eingangswiderstand

2.5.3
Summierender Verstärker (Addition von Signalen)

Ein invertierender oder nichtinvertierender Verstärker kann zur Addition mehrerer Eingangssignale benutzt werden. Ein invertierender Summier-Verstärker ist in *Bild 2.41* dargestellt. Bei der Anwendung der Kirchhoff'schen Regeln ergibt sich:

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_4$$

Ferner ist

$$\frac{U_{11}}{R_1} + \frac{U_{12}}{R_2} + \frac{U_{13}}{R_3} = -\frac{U_A}{R_4}$$

und deshalb

$$U_A = -R_4\left(\frac{U_{11}}{R_1} + \frac{U_{12}}{R_2} + \frac{U_{13}}{R_3}\right)$$

Wenn die 4 Widerstände gleich groß sind, so erhält man:

$$U_A = -(U_{11} + U_{12} + U_{13}).$$

Wird ein nichtinvertierender Verstärker verwendet (*Bild 2.42*), so addieren sich die Ströme im Widerstand R_4. Dieser Widerstand ist sehr klein gegenüber den Eingangswiderständen. Der Spannungsabfall U, der an R_4 entsteht, beträgt $U = R_4(I_1 + I_2 + I_3)$. Diese Spannung steht auch am nichtinvertierenden Eingang, da die beiden Eingänge dasselbe virtuelle Potential haben.

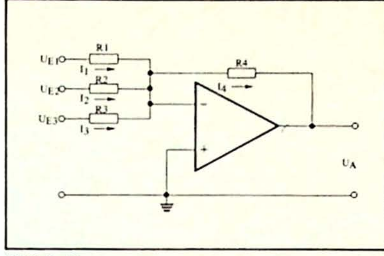


Bild 2.41
Invertierender Summierverstärker

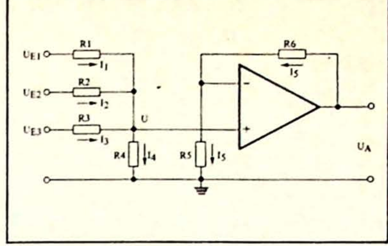


Bild 2.42
Nichtinvertierender Summierverstärker

Daher ist $I_5 = U/R_5$ und $U_A = U(R_5 + R_6)/R_5$. In den meisten Fällen wird R_4 und R_5 gleich groß gewählt, so daß auch die beiden Ströme I_4 und I_5 gleich groß werden. Hieraus folgt

$$U = R_4\left(\frac{U_{11}}{R_1} + \frac{U_{12}}{R_2} + \frac{U_{13}}{R_3}\right)$$

und schließlich

$$U_A = R_4\left(\frac{U_{11}}{R_1} + \frac{U_{12}}{R_2} + \frac{U_{13}}{R_3}\right) \cdot \left(\frac{R_5 + R_6}{R_5}\right)$$

2.6
Anwendung von unsymmetrischen Verstärkern

2.6.1
Rauscharmer Vorverstärker

Bild 2.43 zeigt die Verwendung eines SN 72709 als rauscharmen Niederfrequenz-Vorverstärker. Er ist für eine Stromversorgung von einer einzigen +12 Volt-Spannungsquelle ausgelegt, wobei U_{CC+} an +12 V und U_{CC-} an Masse liegt. Der statische Arbeitspunkt des Verstärkers, auch als Null-Referenzpunkt bezeichnet, wird durch den Spannungsteiler R_3 und R_4 festgelegt. Er beträgt die Hälfte von $+U_{CC}$, d.h. 6 V und wird mit C_2 und C_3 nieder- und hochfrequenzmäßig sorgfältig abgeblockt. Das Eingangssignal kann auf zwei Wegen zugeführt werden:

1. Zwischen Punkt A und Masse, gleichspannungsmäßig getrennt durch C_4. Die Kapazität dieses Kondensators bestimmt die untere Grenzfrequenz.
2. Zwischen Punkt B und C, wobei C_4 nicht erforderlich ist. In diesem Fall muß das Eingangssignal schwimmen (keine Masseverbindung), da weder Punkt B noch C Verbindung zur Masse besitzen. Eine derartige Kopplung könnte mittels eines Transformators erfolgen.

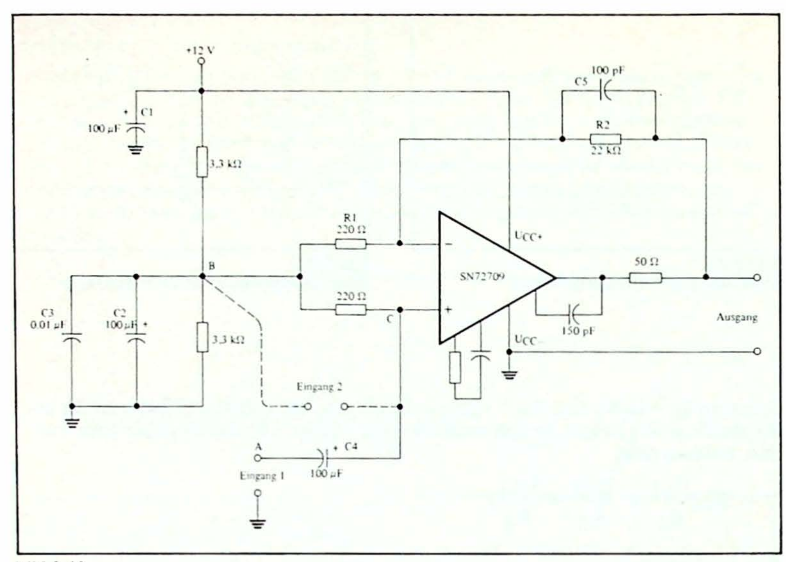


Bild 2.43
Rauscharmer Vorverstärker

Die wesentlichen Eigenschaften des Niederfrequenz-Vorverstärkers mit dem SN 72709 sind:

Äquivalente Eingangs-Rauschspannung	$\leqslant 2\ \mu V$
Eingangsimpedanz (bestimmt durch R_5)	220 Ω
Bandbreite (± 1 dB)	20 Hz bis 20 kHz
C_4 bestimmt die untere Grenzfrequenz	
C_5 bestimmt die obere Grenzfrequenz	
Verstärkung (bestimmt durch R_1 und R_2)	40 dB

Diese Daten gelten für eine Versorgungsspannung U_{CC} von +8 V bis +30 V.

2.6.2 SN 72558 als Stereo-Vorverstärker

Der SN 72558, ein intern kompensierter Zweikanal-Verstärker, kann sehr leicht als Stereo-Vorverstärker verwendet werden. Das kleine L- oder P-Gehäuse gestattet seinen Einsatz in kompakten batteriebetriebenen Systemen. *Bild 2.44* zeigt die Schaltung für einen Stereo-Verstärker mit einem Minimum an externen Komponenten. Die technischen Daten dieses Verstärkers sind:

Äquivalente Eingangs-Rauschspannung (für 10-kHz-Bandbreite)	20 µV
Eingangsimpedanz (bestimmt durch R_1)	200 Ω
Bandbreite (–3 dB) (untere Grenzfrequenz bestimmt durch C_1)	100 Hz bis 20 kHz
Verstärkung (bestimmt durch R_2 und R_3)	40 dB
Übersprechdämpfung	> 60 dB

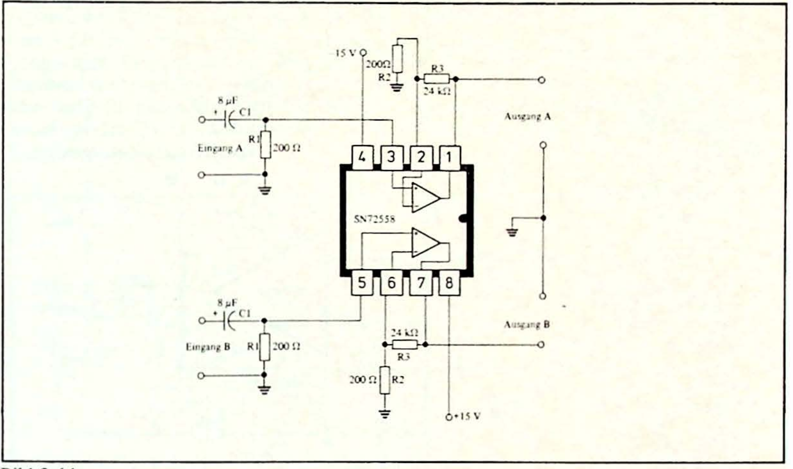


Bild 2.44
Stereo-Vorverstärker

2.6.3
Stereo-Vorverstärker für ein Tonbandgerät

Der SN 72301A hat sehr niedrige Eingangs-Offset-Spannung und -Ströme, wodurch er sehr gut für hochwertige rauscharme Niederfrequenz-Anwendungen geeignet ist. Die Verwendung von zwei SN 72301A für diesen Zweck ist in *Bild 2.45* dargestellt, die gezeigten Gegenkopplungsnetzwerke sichern eine gleichmäßige Verstärkung über den gesamten Niederfrequenzbereich. *Bild 2.46* zeigt die hiermit erzielte Frequenzkurve mit einem relativ flachen Verlauf bis 25 kHz. Auf genaue Symmetrie abgeglichene Ausgangssignale werden durch getrennte Offset-Regler für jeden Kanal gewährleistet. Weitere Eigenschaften dieser Schaltung sind:

Verstärkung	40 dB
Ausgangsrauschen	–70 dB
Übersprechdämpfung	> 60 dB

Bild 2.45
Stereo-Vorverstärker für ein Tonbandgerät

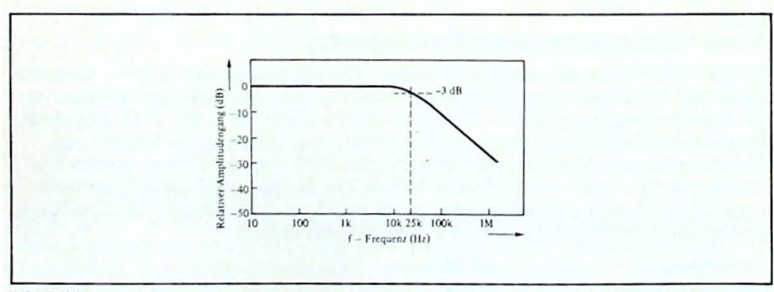


Bild 2.46
Frequenzgang der Schaltung von Bild 2.45

2.6.4
Der SN 52702A als 10-MHz-Verstärker

Obwohl der SN 52702A als Operationsverstärker für besonders Niederfrequenz-Anwendungen gedacht ist, läßt er sich durch seine Breitband-Eigenschaften auch sehr gut im mittleren Hochfrequenzbereich verwenden. Das Schaltbild (*Bild 2.47*) zeigt seine Anwendung als Breitbandverstärker. Die Grenzfrequenz dieser Schaltung liegt bei 50 MHz typisch.
Ein 10-kΩ-Gegenkopplungswiderstand und ein 330-Ω-Eingangsabschlußwiderstand ergeben eine Verstärkung im NF-Bereich von 30 dB. Der Frequenzgang (*Bild 2.48*) verläuft relativ flach von Gleichspannung bis ca. 30 MHz, der Abfall von 3 dB liegt bei 20 MHz. Zu beachten ist die Verwendung einer gemischten Eingangs- und Zwischenstufen-Lead-Lag-Kompensation. R_1 und C_1 am Eingang bewirken eine negative, C_2 eine positive Phasenverschiebung.
Die einfache Einstellmöglichkeit der Verstärkung und die guten Breitband-Eigenschaften des SN 52702A machen ihn für vielfältige Aufgaben in einem mittleren Frequenzbereich geeignet.

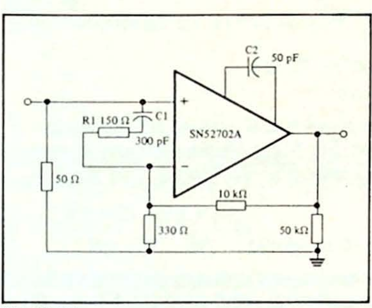


Bild 2.47
10-MHz-Verstärker, 30 dB

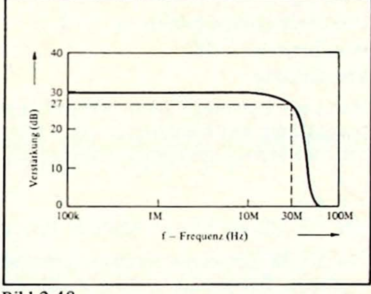


Bild 2.48
Frequenzgang der Schaltung nach Bild 2.47

2.6.5
Ein 500-mW-Niederfrequenz-Verstärker

Eine einfache Schaltung eines kleinen Niederfrequenz-Verstärkers zeigt *Bild 2.49*. Diese Schaltung verbindet den intern kompensierten SN 72741 mit den ausgesuchten komplementären Silizium-Transistoren TIS 92M und TIS 93M.

Ein 200-Ω-Widerstand liegt in Serie zwischen dem Ausgang des Operationsverstärkers und seiner kapazitiven Last um eine ausreichende Stabilität zu gewährleisten. Für die Kopplung zwischen dem Operationsverstärker und den Ausgangstransistoren sowie zwischen dem Ausgang und der Last werden 500-μF-Kondensatoren verwendet. Diese Kondensatoren riegeln die Gleichspannung ab, so daß kleine Offset-Spannungen des Operationsverstärkers oder der Ausgangsstufe nicht am Ausgang erscheinen. Eine Diode 1N 914 und ein 68-Ω-Widerstand kompensieren die Transistor-Schwellspannungen und verhindern eine Übersprech-Verzerrung in den Ausgangsstufen. Die allgemeinen technischen Daten sind:

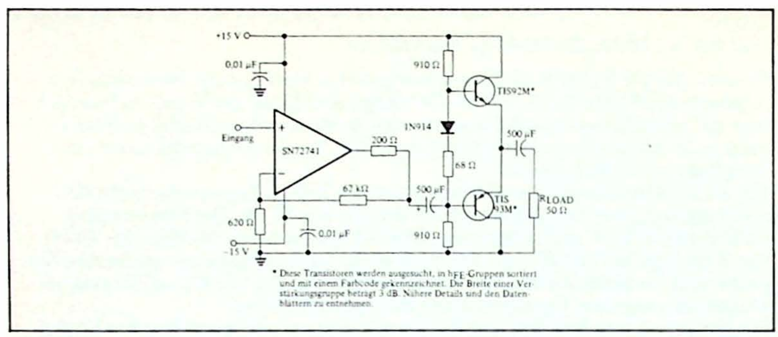


Bild 2.49
500-mW-Niederfrequenz-Verstärker

Ausgangsleistung (< 2% Klirrfaktor)	500 mW
Maximale Ausgangsleistung (typisch)	1 W
Bandbreite (–3 dB)	5 Hz bis 20 kHz
Verstärkung	40 dB

Wenn mit Leistungen über 500 mW gearbeitet werden soll, müssen die Ausgangstransistoren mit Kühlkörpern versehen werden. Für Stereo-Anwendungen können die Zweikanal-Operationsverstärker SN 72747 oder SN 72558 eingesetzt werden.

2.6.6 SN 72709 als Vorverstärker für ein Tonbandgerät

Der SN 72709 wurde für diese Anwendung wegen seines geringen Eingangsrauschens in diesem Frequenzbereich gewählt. Wie *Bild 2.50* zeigt, wird die Schleifenverstärkung durch zwei verschiedene Netzwerke im Gegenkopplungszweig bestimmt. Das erste Netzwerk im Gegenkopplungspfad, bestehend aus R_4 und R_5, bestimmt die Schleifenverstärkung für alle Arbeitsfrequenzen. Der Einfluß des zweiten Netzwerkes auf die Verstärkung, bestehend aus R_3, C_1 und R_2, ist frequenzabhängig. Der Kondensator C_1 (470 pF), welcher parallel zum 8,2-MΩ-Gegenkopplungswiderstand liegt, verringert die Verstärkung bei hohen Frequenzen. Diese Kompensation bewirkt eine Baßanhebung, wie sie in Tonband-Verstärkern gewünscht ist.

C_1 wird bei oder über den Frequenzen wirksam, bei denen die Impedanz Z (R_3 parallel zu C_1) $0{,}707 \cdot R_3$ ist. In diesem Punkt hat die Schleifenverstärkung um 3 dB abgenommen. Der –3 dB-Punkt errechnet sich zu ca. 40 Hz. Bei sehr niedrigen Frequenzen (< 20 Hz) ergibt sich die Verstärkung zu:

$$V = \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2}\right)\left(\frac{R_4 + R_5}{R_4}\right)$$

Für diese Schaltung

$$V = \left(\frac{47k + 8{,}2M}{47k}\right)\left(\frac{47k + 270k}{47k}\right) = (175{,}5)\,(6{,}7k) = 1182 \text{ oder } 61{,}5 \text{ dB}$$

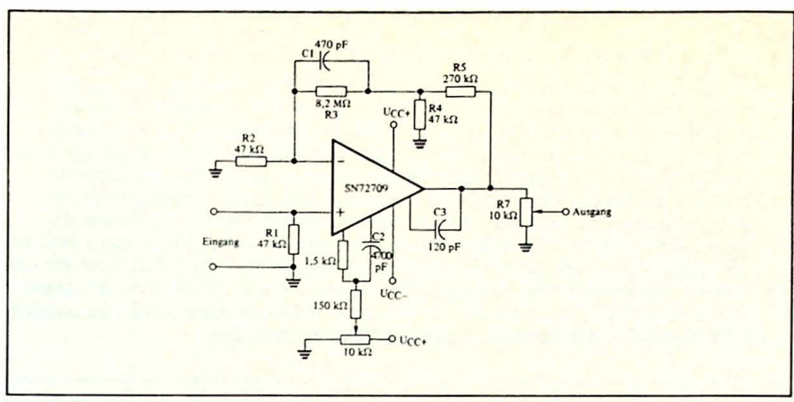


Bild 2.50
60-dB-Vorverstärker für ein Tonbandgerät

Unter Berücksichtigung verschiedener Toleranzen kann man für die Verstärkung bei sehr tiefen Frequenzen 60 dB entnehmen. Bei höheren Frequenzen ist:

$$V = \left(\frac{R_2 + Z}{R_2}\right)\left(\frac{R_4 + R_5}{R_4}\right)$$

wobei Z die resultierende Impedanz der Parallelschaltung von R_3 und C_1 bei 20 kHz ist. Wenn beispielsweise in der letzten Gleichung Z von 175,5 (für niedrige Frequenzen) auf 1,36 abgenommen hat, so ist die daraus resultierende Verstärkung (1,36) · (6,75), d.h. ca. 19 dB. Den gesamten Verstärkungsverlauf zeigt *Bild 2.51*.

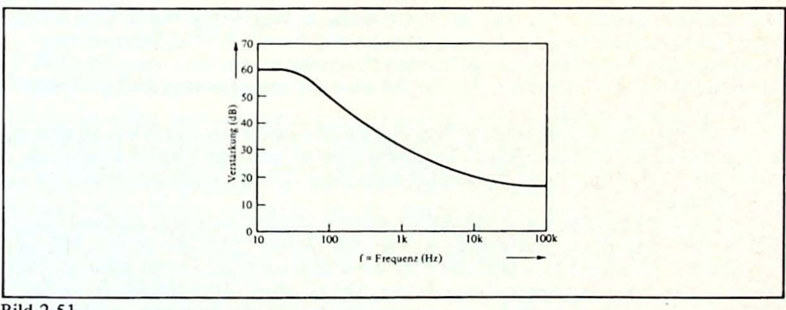


Bild 2.51
Frequenzgang des Verstärkers in Bild 2.50

2.6.7
Nichtinvertierender Verstärker mit hohem Eingangswiderstand

Der grundlegende nichtinvertierende Verstärker (*Bild 2.52*) kann mit der entsprechend ausgewählten integrierten Schaltung sehr nutzbringend eingesetzt werden. In der vorliegenden Anwendung ist die Forderung nach einem hohen Eingangswiderstand zur Anpassung einer hochohmigen Steuerquelle an eine niederohmige Last gestellt. Ebenso ist es wichtig bei hochohmiger Eingangsanpassung den Eingangs-Offset-Strom so niedrig wie möglich zu halten, um eine starke Verschiebung des Gleichspannungspegels am Ausgang zu verhindern. Deshalb wurde für diesen Anwendungsfall der SN 52107 gewählt. Mit einem Widerstand der Quelle von 1 MΩ beträgt der maximale Eingangs-Offset-Strom nur 10 nA (verglichen mit 200 nA für den SN 72741), welcher nur eine Eingangs-Offset-Spannung von 10 mV bewirkt, gegenüber 0,2 V beim SN 72741. Der SN 52107 besitzt außerdem Kompensationsanschlüsse für die Korrektur der normalen Eingangs-Offset-Spannungen.

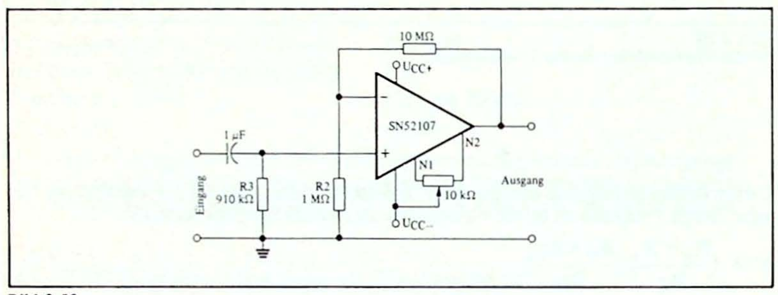


Bild 2.52
Nichtinvertierender Verstärker

2.6.8
Niederfrequenz-Verstärker mit automatischer Verstärkungs-Regelung

In der Schaltung *Bild 2.53a* wird die Verstärkung automatisch geregelt. Dies erfolgt durch die Gleichrichtung des Ausgangssignales mit einem 2N 5448 Silizium-pnp-Transistor und Rückführung der gefilterten Spannung an das Gate eines 2N 4858 Silizium-Feldeffekt-Transistors, der parallel zum Anpassungswiderstand des invertierenden Einganges liegt.
Ein Ansteigen des Ausgangssignales bewirkt eine Abnahme der negativen Spannung am Gate des FET's. Diese negative Spannung bewirkt einen geringeren Stromfluß durch den FET, damit steigt der Anpassungswiderstand und verringert somit die Verstärkung.
Bei hohen Ausgangssignalen ist der FET nahezu völlig in gesperrtem Zustand, so daß für die Verstärkung gegeben ist: $R_3/(R_1 + R_2)$ oder 1 M/1,005 M ≈ 1. Mit abnehmendem Ausgangssignal wird der FET durchgesteuert und erhöht somit die Verstärkung um den Ausgangspegel zu erhalten. Bei niedrigen Ausgangspegeln ist der FET voll durchgesteuert und besitzt einen sehr niedrigen Drain-Source-Widerstand. Die Verstärkung ist hier etwa R_3/R_1 = 1 M/4,7 k oder 210. Somit ändert sich die

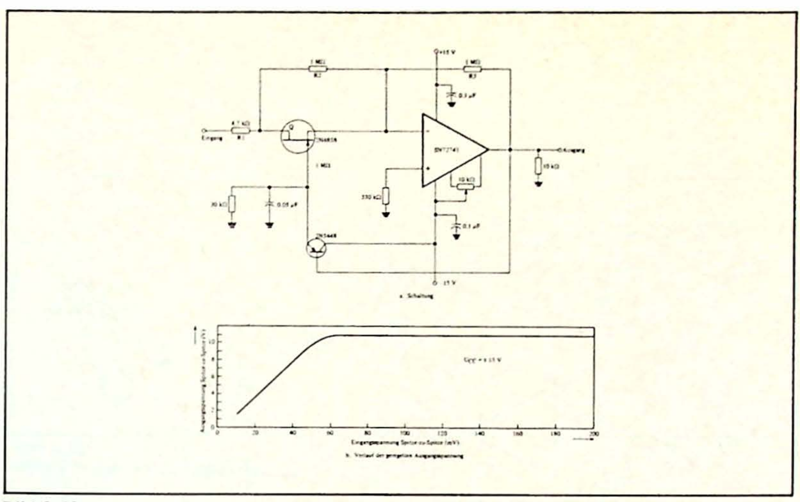


Bild 2.53
Niederfrequenzverstärker mit automatischer Verstärkungsregelung

Gesamtverstärkung im Verhältnis 200:1. Bei mittleren Signalpegeln ist die Verstärkung $R_3/(R_1 + R_2 \parallel R_q)$. Ein besonderer Vorteil dieser automatischen Verstärkungsregelung ist die hohe Verstärkung bei niedrigen Signalpegeln, in diesem Fall 46 dB. Dadurch ist es möglich, auch große Eingangssignale ohne Verzerrung zu verarbeiten.

Bild 2.53b stellt einen typischen Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung dar und zeigt sehr deutlich die Wirkung der automatischen Verstärkungs-Regelung, die für einen Bereich der Eingangsspannung von 70 mV bis 5 V, das sind 37 dB, wirksam ist. Die Schaltung arbeitet bei Versorgungsspannungen von ± 7 V bis ± 15 V.

2.6.9
Stereo-Kopfhörer Verstärker

Viele hochwertige Stereo-Kopfhörer haben eine niedrige Impedanz, so daß die Steuerleistung der meisten Operationsverstärker nicht ausreicht. Der Stereo-Verstärker in *Bild 2.54* vereinigt einen wirtschaftlichen 2-Kanal-Operations-Verstärker (SN 72747) mit ebenfalls sehr preiswerten Silect®-Transistoren. Diese Kombination ergibt einen Stereo-Verstärker, der die niederohmigen (typisch 300 Ω) Stereo-Kopfhörer mit ausreichender Steuerleistung in Hifi-Qualität versorgt. Die komplementären npn-pnp-Transistoren TIS 92 und TIS 93 liefern die gewünschte Anpassung an die Ausgänge des SN 72747.

Diese Schaltung wurde für eine Verstärkung von 40 dB ausgelegt, bei einer Eingangsimpedanz von 4,7 kΩ (R_1). Die Gegenkopplungswiderstände sind daher 470 kΩ.

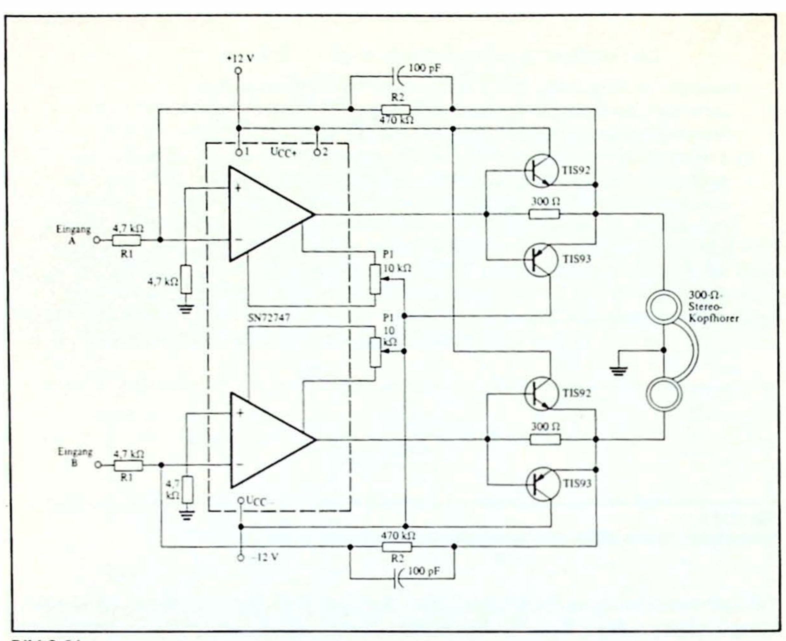


Bild 2.54
Stereo-Kopfhörer Verstärker

Verschiedene Innenwiderstände der Steuerquelle würden eine unterschiedliche Verstärkung zur Folge haben, außer der Wert von R_2 wird so verändert, daß das Verhältnis von $R_2/R_1 = 100$ erhalten bleibt. Der Frequenzgang wird durch den 100-pF-Kondensator parallel zum 470-kΩ-Gegenkopplungswiderstand bestimmt. Die Offset-Spannung wird mit je einem Potentiometer (P_1) für jeden Kanal kompensiert.

2.6.10
Widerstandsbrücken-Verstärker

Für diese Anwendung wird durch die 1N 914-Dioden im Gegenkopplungszweig (*Bild 2.55*) besonders hohe Empfindlichkeit und Genauigkeit in der Nähe des Brückengleichgewichtes ($R_1/R_2 = R_3/R_4$) erzielt. Wenn die Brücke sich nicht im Gleichgewicht befindet ($R_1/R_2 = R_3/R_4$) ist die Schleifenverstärkung etwa R_F/r, wobei r der Parallelschaltung von R_1 und R_3 entspricht. Für die Verstärkung gilt daher $V = R_F(1/R_1 + 1/R_2)$. Während des Ungleichgewichtes der Brücke liegt an den Punkten A und B eine unterschiedliche Spannung. Diese Differenzspannung U_{AB} erscheint um den Verstärkungsfaktor V erhöht als Spannung U_A am Ausgang. Wenn sich die Brücke dem Gleichgewicht nähert ($R_1/R_2 = R_3/R_4$), geht U_{AB} gegen

Null. Unter dieser Bedingung verlieren die 1N 914-Dioden in der Gegenkopplungsschleife ihre Vorspannung in Flußrichtung und ihr Widerstand steigt.
Dies hat ein Ansteigen des Gegenkopplungswiderstandes zur Folge, so daß die Verstärkung und damit die Genauigkeit der Anzeige des Brückengleichgewichtes stark erhöht wird. *Bild 2.56* zeigt die Verstärkungserhöhung in der Nähe des Gleichgewichtes der Brücke.

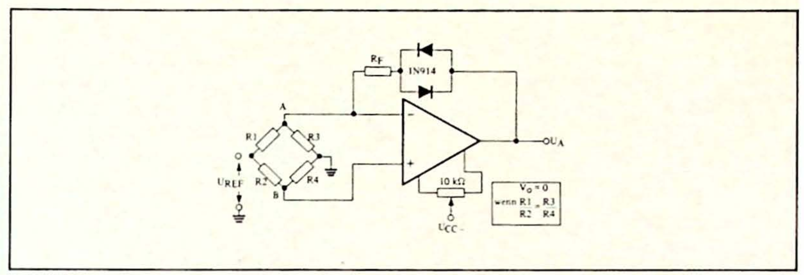


Bild 2.55
Widerstandsbrücken-Verstärker

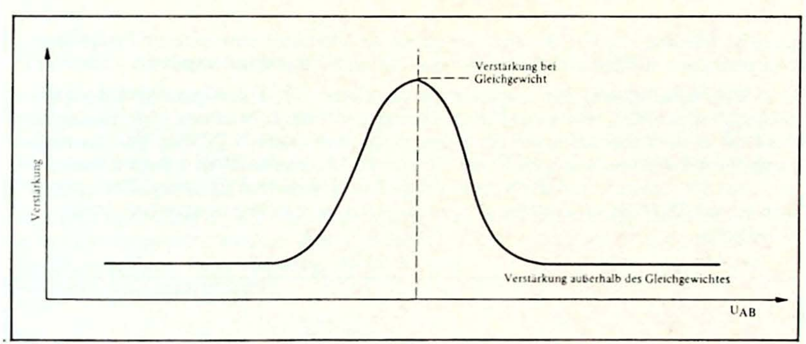


Bild 2.56
Verstärkung als Funktion von $U_{(A-B)}$

2.6.11
Hochohmiger invertierender Verstärker

Wenn die Signalquelle und die Eingangsimpedanz eines Operationsverstärkers sehr hoch (> 1 MΩ) ist, können die durch die Eingangsruheströme hervorgerufenen Offset-Spannungen sehr unangenehme Auswirkungen haben. Eine hochverstärkende Type wie der SN 72770 hat dagegen eine Reihe von Vorteilen für derartige Anwendungen (*Bild 2.57*). Der sehr niedrige Offset-Strom von maximal 10 nA bei 25 °C erzeugt nur etwa 50-mV-Offset-Spannung. Der hohe Eingangswiderstand dieser Schaltung von 100 MΩ kann von einer Signalquelle mit 10-MΩ-Innenwiderstand

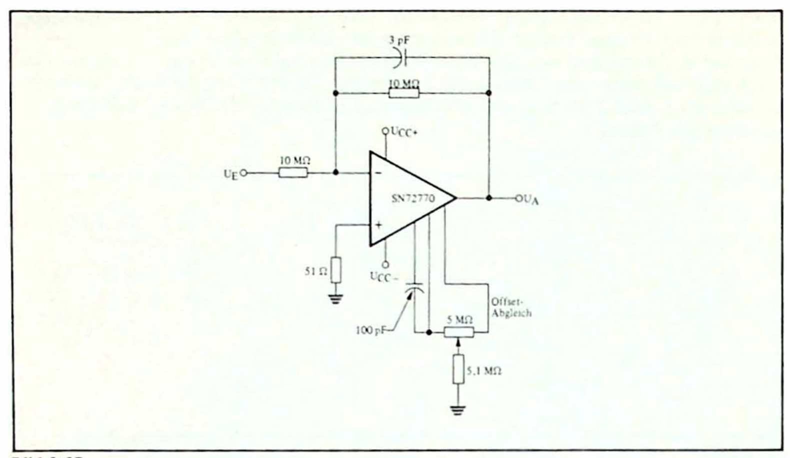


Bild 2.57
Inverter mit hohem Eingangswiderstand

gespeist werden. Zusätzlich kann mit einem Kondensator eine externe Frequenzkompensation für den günstigsten Frequenzgang durchgeführt werden.

Eine weitere Erhöhung der Eingangsimpedanz kann mit der zweistufigen Anordnung erzielt werden, wie sie in *Bild 2.58* dargestellt wird. In dieser Anwendung besteht die erste Stufe aus einem Spannungsfolger mit dem SN 72310, die einen Eingangswiderstand von wenigstens $10^{10}\,\Omega$ besitzt. Die zweite Stufe ist ein Inverter mit dem SN 72301A und der Verstärkung Eins. Offset- und Frequenz-Kompensation ist am SN 72301A vorgesehen und sichert eine stabile Arbeitsweise dieser Schaltung.

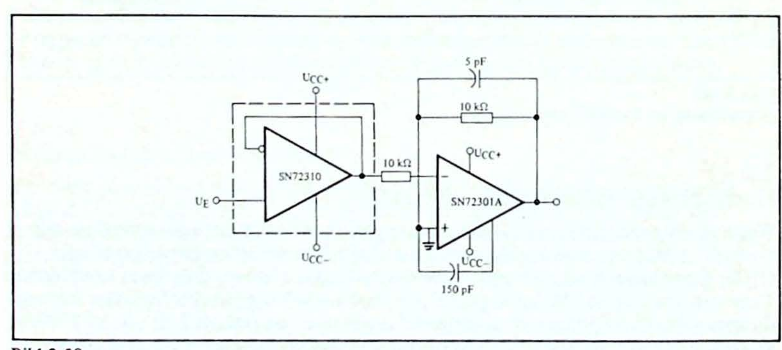


Bild 2.58
Invertierender Verstärker mit besonders hoher Eingangsimpedanz

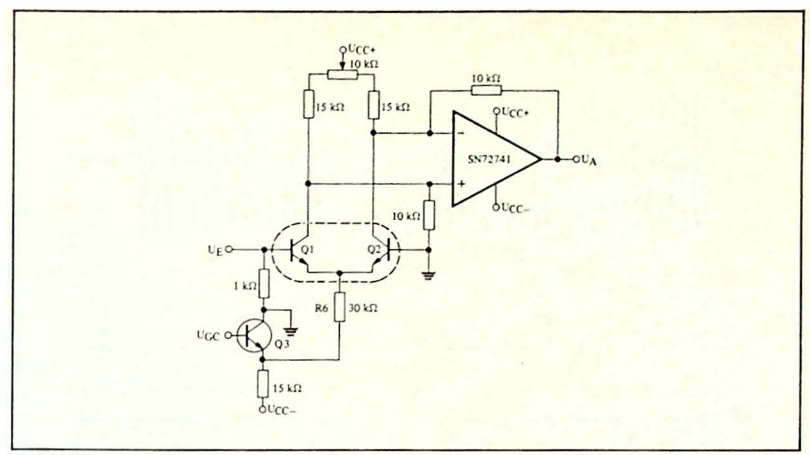


Bild 2.59
Verstärker mit spannungsgesteuertem Verstärkungsfaktor

2.6.12
Verstärker mit spannungsgesteuertem Verstärkungsfaktor

In dieser Schaltung (*Bild 2.59*) wird die Verstärkung mit einer negativen Steuerspannung (U_{GC}) kontrolliert, welche der Basis von Q_3 zugeführt wird. Die Emitterströme von Q_1 und Q_2 werden durch U_{GC} gesteuert, der gesamte Strom ist U_{GC}/R_6. Die Symmetrie der Kollektorströme und damit der Offset-Spannungen der beiden Transistoren Q_1 und Q_2 erfolgt mit dem Potentiometer P_1.

Die Steuerspannung für die Verstärkung U_{GC}, die der Basis von Q_3 zugeführt wird, kann dazu verwendet werden, den Verstärker völlig aus- oder einzuschalten oder das Eingangssignal zu modulieren. *Bild 2.60* zeigt ein Eingangssignal U_E und das resultierende Ausgangssignal.

2.6.13
Logik-gesteuerter Analog-Verstärker mit mehreren Eingängen

Bei dieser Anwendung (*Bild 2.61*) hat der Operationsverstärker SN 72748 mehrere Eingänge, die durch Logik-Signale mit TTL-Pegel ein- oder ausgeschaltet werden. Das eigentliche Schalten erfolgt mittels FETs, die einen relativ niedrigen Widerstand im durchgeschalteten Zustand im Verhältnis zum Innenwiderstand der Signalquelle und dem Gegenkopplungswiderstand besitzen. Verwendet man z.B. 2N 3824-Transistoren, die einen R_{DS} von 250 Ω besitzen, so werden die Eingangsströme hauptsächlich durch die 10-kΩ-Längswiderstände bestimmt. Der SN 75180-Zweikanal-TTL-MOS-Wandler wird benützt, um den Standard-TTL-Pegel auf die erforderlichen Steuerspannungen mit negativen Pegeln zur Abschaltung der 2N 3824 umzusetzen. Die resultierenden Ausgangssignale bzw. Spannungen sind das Produkt

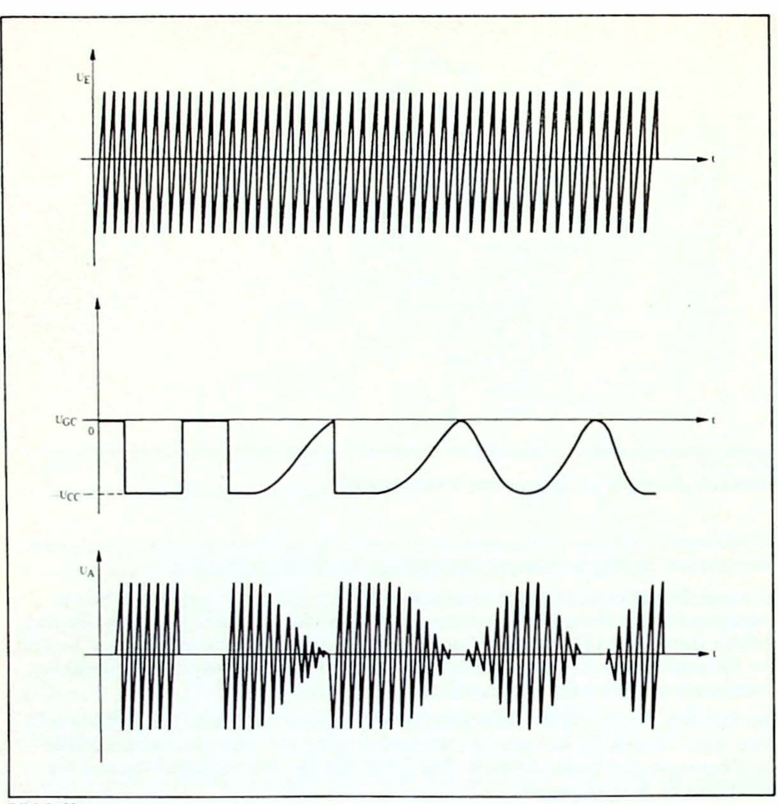


Bild 2.60
Eingangsspannung, Modulationsspannung und Ausgangsspannung der Schaltung von Bild 2.59

von R_2 (dem Gegenkopplungswiderstand) und der Summe alle Eingangsströme der eingeschalteten Signalquelle, d.h. $U_A = R_2(U_1/R_1 + U_2/R_2 + U_3/R_3 + \ldots U_n/R_n)$. In dieser Schaltung beträgt die Dämpfung zwischen den Eingängen mindestens 60 dB bei 1 kHz. Mit Eingangssignalen von 1 V_{eff} bei 1 kHz ist der Klirrfaktor der Ausgangsspannung kleiner als 2%.

2.6.14 Anpassung eines Lichtdetektors an eine TTL-Schaltung

In optoelektronischen Anwendungen mit geringer Lichtintensität müssen die kleinen Signale von den Lichtdetektoren verstärkt werden. In *Bild 2.62* kann beispielsweise der Strom des Fototransistors LS 400 bei Einfall von Licht mit 250 nA ange-

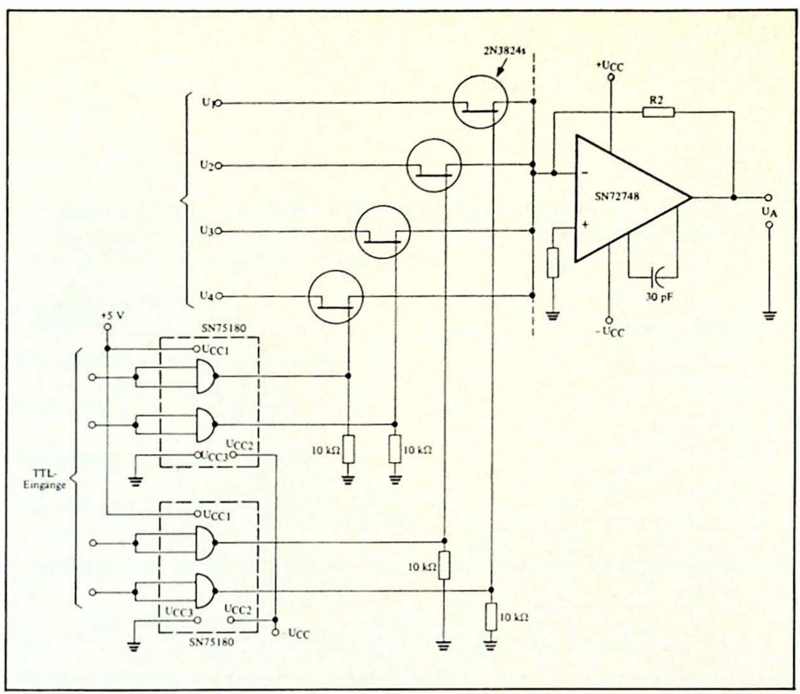


Bild 2.61
Logik-gesteuerter Verstärker mit mehreren Eingängen

nommen werden. Es ist somit erforderlich, einen Operationsverstärker mit sehr niedrigen Eingangsruheströmen und hohem Eingangswiderstand zu verwenden, um die Ein-Bedingung sicher zu realisieren.

Der SN 72770 erfüllt diese Anforderungen und liefert eine Verstärkung von 100. Das Eingangssignal mit 250 nA ergibt einen Spannungspegel von 250 mV am nichtinvertierenden Eingang des SN 72770. Bei einer Verstärkung von 100 wird der Ausgang bis in die Sättigung durchgesteuert. Die Umsetzung auf den TTL-Pegel erfolgt mittels eines Dioden-Widerstands-Netzwerkes. Da die optischen Vorgänge häufig sehr langsam ablaufen, kann dem Ausgangsnetzwerk ein Schmitt-Trigger mit einem SN 74LS13 folgen um das TTL-Signal zu verbessern.

2.7 Differenz-Verstärkung

Den grundsätzlichen Differenz-Verstärker (*Bild 2.63*) kann man sich aus einem

Zustand	TIL400 Strom	Ausgang Logik-Pegel
Licht an	> 250 nA	0
Licht aus	< 25 nA	1

Bild 2.62
Interface-Schaltung für Lichtdetektor und TTL

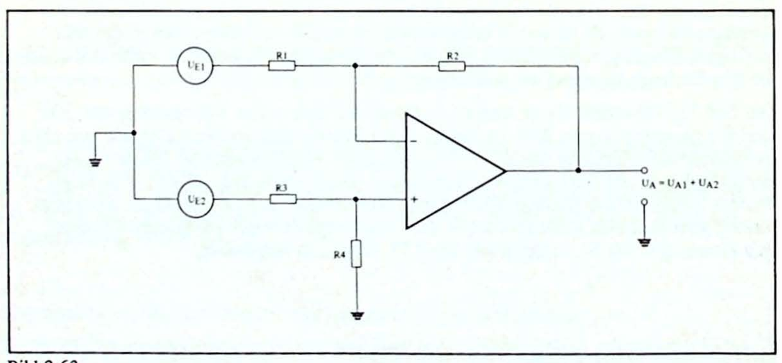


Bild 2.63
Grundlegender Differenz-Verstärker

invertierenden und einem nichtinvertierendem Verstärker bestehend denken. In der Beschreibung des unsymmetrischen Verstärkers wurde die grundlegende Formel für einen invertierenden Verstärker mit $U_A = -(R_2/R_1)U_E$ abgeleitet, worin U_E die Eingangsspannung darstellt. Für die Schaltung (*Bild 2.63*) kann man somit schreiben:

$$U_{A2} = -\frac{R_2}{R_1} U_{E2}$$

Wie ebenfalls früher beschrieben wurde, ist für den nichtinvertierenden Verstärker die Ausgangsspannung eine Funktion der Spannung am nichtinvertierenden Eingang. In *Bild 2.63* ist diese Eingangsspannung

$$\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) U_{E1}$$

Die zugehörige Ausgangsspannung ist

$$U_{A1} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) U_{E1}$$

Die gesamte Ausgangsspannung ist mit

$$U_A = U_{A1} + U_{A2} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) U_{E1} - \frac{R_2}{R_1} U_{E2}$$

Im allgemeinen ist $R_1 = R_3$ und $R_2 = R_4$, so daß dieser Ausdruck sich vereinfacht zu:

$$U_A = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) U_{E1} - \frac{R_2}{R_1} U_{E2} = \frac{R_2}{R_1}(U_{E1} - U_{E2})$$

In dieser symmetrischen Anordnung erscheint nur die Differenz der Eingangsspannung in der Gleichung für die Verstärkung. Gleichphasige Eingangssignale haben daher keine Wirkung auf den Ausgang.

2.8 Anwendungen von Differenz-Verstärkern

2.8.1 Differenz-Verstärker mit hohem Eingangswiderstand

Bei dem grundlegenden Differenz-Verstärker (*Bild 2.63*) hängt die Eingangs-Impedanz von R_1, R_2, R_3 und R_4 ab. Ein hoher Differenz-Eingangswiderstand kann mit der Anordnung von *Bild 2.64* erzielt werden, in welcher jedem Eingang des Verstärkers A_3 ein Spannungsfolger (A_1 und A_2) vorgeschaltet ist. Wenn für die Eingangsverstärker A_1 und A_2 ein SN 72771 oder SN 72310 verwendet wird, so ist die Eingangs-Impedanz außerordentlich hoch ($> 100\ M\Omega$). Die Offset-Spannung wird durch ein Potentiometer eingestellt, welches gleichzeitig an den N1- und N2-Anschlüssen beider Eingangsverstärker liegt. Jede gleichphasige Spannung wird durch A_3 unterdrückt.

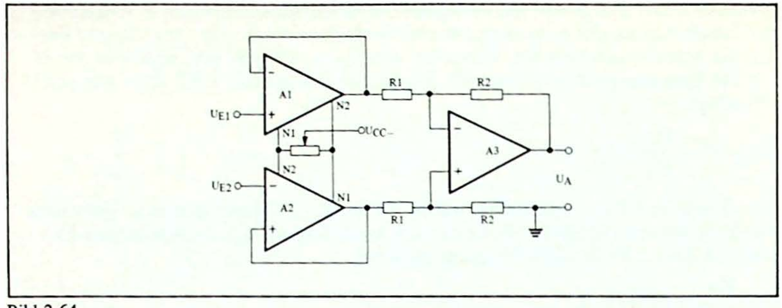


Bild 2.64
Differenz-Verstärker mit hohem Eingangswiderstand

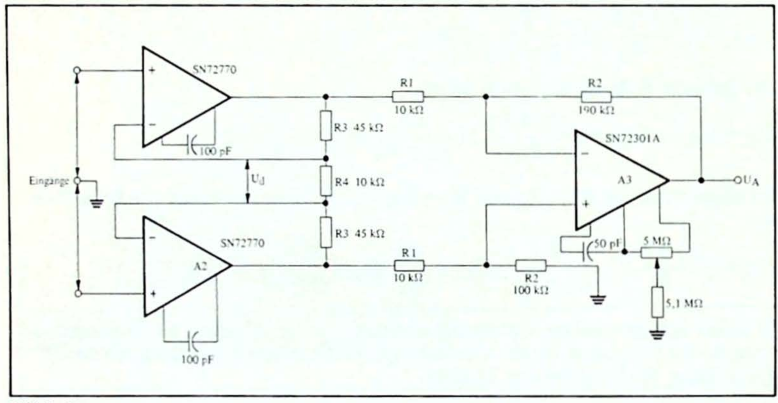


Bild 2.65
Differenz-Verstärker mit hohem Eingangswiderstand und verbesserter Gleichtakt-unterdrückung

Bessere Ergebnisse können erzielt werden, wenn man den Vorverstärkern eine geringe Verstärkung beläßt, wie in *Bild 2.65* gezeigt wird. Wenn nun auch die Eingangsverstärker etwas Differenz-Verstärkung besitzen, so haben sie für jede gleichphasige Eingangsspannung nur die Verstärkung 1. Diese Spannungen erscheinen nicht als Differenzsignale an den Eingängen von A_3, da sie sich bereits gegenseitig aufheben, wenn sie mit gleichen Pegeln an den beiden Enden von R_4 auftreten. Die Differenz zwischen den beiden Eingangssignalen (U_D) liegt über R_4 und wird um den Faktor $(1 + 2\,R_3/R_4)$ verstärkt. Die Gesamtverstärkung liefert eine Ausgangsspannung U_A, die folgendermaßen ausgedrückt werden kann:

$$U_A = U_D\left(1 + \frac{2R_3}{R_4}\right)\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

Setzt man die in *Bild 2.65* angegebenen Widerstandswerte ein, so ist die Verstärkung:

$$V = (1 + \frac{2 \cdot (45\,k\Omega)}{10\,k\Omega}) \frac{100\,k\Omega}{10\,k\Omega} = 100 \text{ oder } 40\,dB$$

2.8.2
Anzeige für Brückengleichgewicht

Wenn eine Spannung der Prinzipschaltung *Bild 2.66a* zugeführt wird, so ist im Falle von $R_1(R_2 = R_3/R_4)$ die Spannung $U_1 = U_2$. Jedes Ungleichgewicht im Widerstandsverhältnis resultiert in einer Spannungsdifferenz zwischen U_1 und U_2. Wenn die Brückenwiderstände in der prinzipiellen Verstärkerschaltung enthalten sind, wie *Bild 2.66b* zeigt, so wird die Differenzspannung verstärkt und es ergibt sich eine einfache Messung des Zustandes der Brücke. Einer der Widerstände kann variabel gestaltet und sein Wert von externen Einflüssen (Druck, Temperatur, Strahlung etc.) abhängig gemacht werden. In der gezeigten Schaltung *Bild 2.66* ist die resultierende Ausgangsspannung:

$$U_A = U_E \frac{R_4}{R_3 + R_4} (1 + \frac{R_2}{R_1}) - \frac{R_2}{R_1}$$

$$= U_E \left(\frac{R_4 + R_4 \frac{R_2}{R_1} - R_3 \frac{R_2}{R_1} - R_4 \frac{R_2}{R_1}}{R_3 + R_4} \right)$$

$$U_A = U_E \left(\frac{R_4 - R_3 \frac{R_2}{R_1}}{R_3 + R_4} \right)$$

Wenn $R_4/R_3 = R_2/R_1$ ist, so wird der Zähler in der Klammer 0 und daher auch die Ausgangsspannung $U_A = 0$.

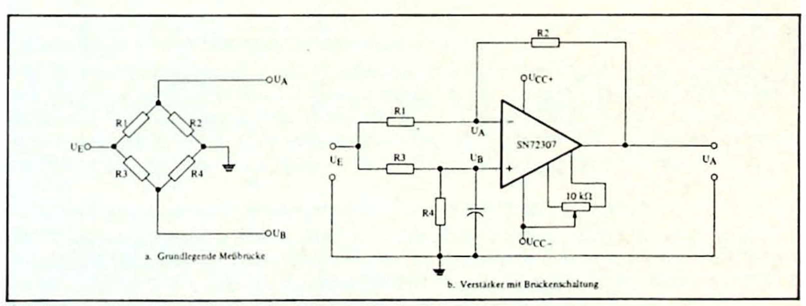


Bild 2.66
Differenz-Verstärker zur Anzeige des Brückengleichgewichtes

Als Beispiel für eine praktische Anwendung sei angenommen, daß R_4 ein Dehnungsmeßstreifen mit einem Widerstand von 1,0 MΩ ohne Belastung sei. R_2 ist ebenfalls 1,0 MΩ ferner ist $R_1 = R_3 = 10\ k\Omega$. Liegt an dem Meßstreifen (R_4) eine Zugbelastung, so steigt sein Widerstand auf 1,4 MΩ. Im Ausgangszustand ist $R_1 = R_3$ und $R_2 = R_4$, so daß eine Vereinfachung der Gleichung möglich ist:

$$U_A = U_E \left(\frac{R_4 - R_2}{R_3 + R_4} \right).$$

Wenn $U_E = 10$ V und die Widerstände, insbesondere $R_4 = 1{,}4$ MΩ, wie angegeben sind, so ist die Ausgangsspannung:

$$U_A = U_E \left(\frac{1{,}4\ M\Omega - 1{,}0\ M\Omega}{10\ k\Omega + 1{,}4\ M\Omega} \right) = 10\ V \left(\frac{0{,}4\ M\Omega}{1{,}41\ M\Omega} \right)$$

$$U_A = 2{,}84\ \text{Volt}$$

2.8.3 Verstärker mit hohem Gleichtakt-Eingangs-Bereich

In einigen Anwendungen der Meßtechnik ist es nötig, kleine Änderungen von Spannungen mit hohem Pegel zu verstärken. Diese Pegel können so hoch liegen, daß sie den normalen Gleichtakt-Eingangsspannungs-Bereich von Operationsverstärkern überschreiten. Die Schaltung in *Bild 2.67* besitzt einen Gleichtakt-Eingangsspannungs-Bereich von ± 100 V. Um die Verstärkung der Gleichtakt-Spannungen möglichst gering zu halten, ist es wichtig, daß das Verhältnis R_4/R_1 genau gleich ist wie R_5/R_2. Präzisionswiderstände und sorgfältige Justierung von R_4 ergeben eine exakte Symmetrie für eine maximale Gleichtakt-Unterdrückung. Die Verstärkung der Schaltung wird durch das Verhältnis R_3/R_5 bestimmt. Für diese Anwendung wurde der SN 72301A gewählt, der eine Vorwärts-Kompensation zur Erweiterung des Frequenzbereiches gestattet.

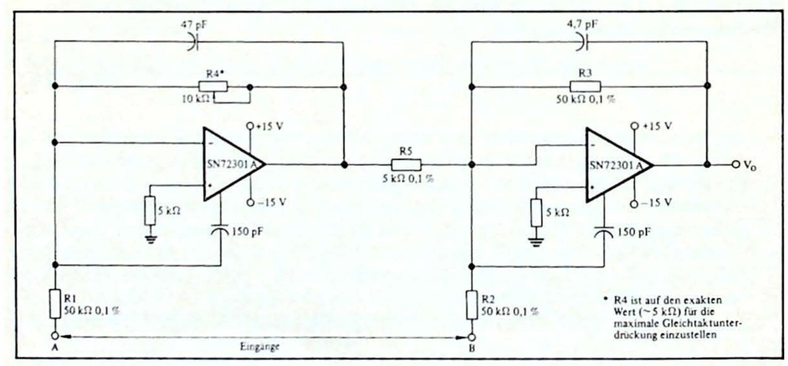


Bild 2.67
Differenzverstärker mit ±100 V Gleichtakt-Eingangs-Bereich

2.9
Verschiedene Anwendungen von Operationsverstärkern

2.9.1
Stabilisierte Referenz-Spannungsquelle

Grundlegende Spannungsquelle

Ein Spannungsfolger stellt grundsätzlich eine exakte Spannungsquelle dar. In *Bild 2.68* stellt der Operationsverstärker eine konstante Last für die Zenerdiode und das Spannungsteiler-Netzwerk dar, auch wenn sich die Last an U_A ändert. Zusätzlich liefert die Zenerdiode eine relativ stabile Eingangsspannung für den Verstärker selbst bei Änderungen von U_{CC+}. Dies ergibt insgesamt eine Spannungsquelle, die verhältnismäßig unempfindlich gegenüber Änderungen des Belastungsstromes und der Versorgungsspannung ist. In dieser Schaltung kann U_A jeden Wert zwischen U_Z und Null besitzen, der tatsächliche Wert der Ausgangsspannung hängt vom Verhältnis von R_2 zu R_3 folgendermaßen ab:

$$U_A = U_Z R_3/(R_2 + R_3).$$

Je nach der gewünschten Polarität der Ausgangsspannung kann die Referenzspannung positiv oder negativ sein.

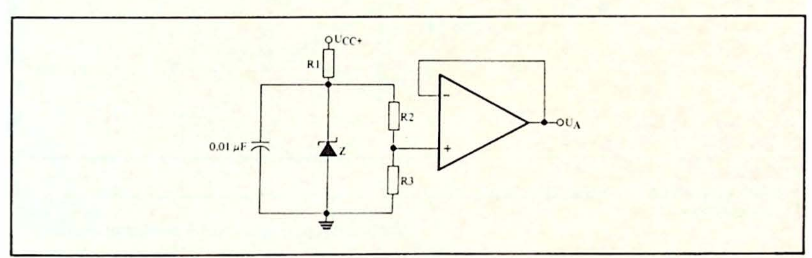


Bild 2.68
Stabilisierte Spannungsquelle ($U_A \leqslant U_Z$)

Spannungsquelle für Spannungen größer als U_{REF}

Für Spannungspegel größer als U_Z kann der Verstärker etwas Verstärkung besitzen, wie in *Bild 2.69* gezeigt wird. Zusätzlich zeigt diese spezielle Schaltung eine ausgezeichnete Temperaturstabilität durch die guten Eigenschaften der als Referenz-Spannungsquelle von 1,35 V verwendeten Quecksilberzelle. Die Ausgangsspannung besitzt eine Stabilität von ± 0,2% in einem Temperaturbereich von 0 bis 70 °C.

Spannungsquelle mit entgegengesetzter Referenzspannung

Die Spannungsquelle in *Bild 2.70* liefert eine Ausgangsspannung von umgekehrter Polarität gegenüber der Referenz- oder Zener-Spannung. Ein besonderer Vorteil dieser Schaltung ist, daß die Ausgangsspannung mit R_2 größer oder kleiner als die Referenzspannung U_Z eingestellt werden kann. In diesem Beispiel ist

$$U_A = -U_Z(R_2/R_1).$$

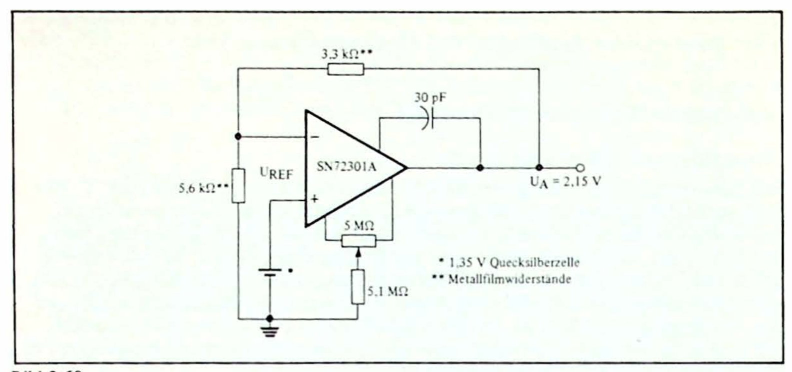


Bild 2.69
Stabilisierte Spannungsquelle ($U_A > U_{REF}$)

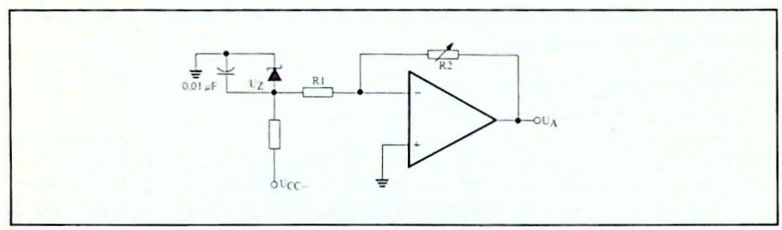


Bild 2.70
Spannungsquelle mit entgegengesetzter
Referenzspannung

Zweifach-Gleichlauf-Spannungsregler

In der Erweiterung dieser Grundlagen können Operationsverstärker verwendet werden, um eine Referenzspannung mit der Ausgangsspannung zu vergleichen. Die hieraus abgeleitete Fehlerspannung steuert einen Serientransistor, um eine stabile Ausgangsspannung bei wechselnder Last zu gewährleisten. Ein derartiges System, welches einen SN 72747 verwendet, ist in dem Zweifach-Spannungsregler in *Bild 2.71a* dargestellt. In dieser Anwendung wird die Spannung an einem Widerstandsteiler-Netzwerk (R_1, R_2 und R_3), welches an der positiven Ausgangsspannung liegt, in A_1 mit einer stabilen 6,2-V-Referenzspannung verglichen. Jede Spannungsdifferenz liefert ein Korrektursignal, das dem 2N 2219-Serientransistor zugeführt wird, um die Ausgangsspannung auf den Sollwert zu bringen.
Die Widerstände R_4, R_5 und R_6 stellen ein symmetrisches Netzwerk zwischen dem positiven und negativen Ausgang dar. Der am Verstärker A_2 des SN 72747 liegende Pegel ist auf Null zu stellen, wenn beide Ausgangsspannungen gleich sind. Der Bezugspunkt wird durch die Verbindung des anderen Einganges von A_2 durch R_Z mit Masse erhalten. Jede Spannungsdifferenz, die durch eine Abweichung des negativen vom positiven Ausgangspegel entsteht, liefert ein Fehlersignal, das dem 2N 2905-

Bild 2.71a
Zweifach-Gleichlauf-Spannungsregler: Schaltbild

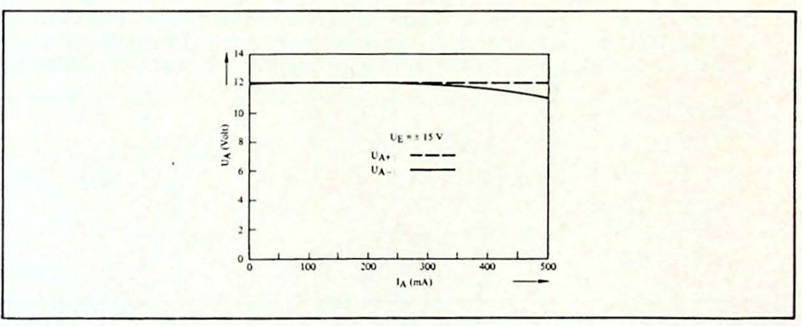


Bild 2.71b
Zweifach-Spannungsregler: Verlauf der Ausgangsspannung bei Belastung

Serientransistor zugeführt wird. Diese Schaltung regelt jeden der beiden Ausgänge auf ± 1% für Lastströme von 0 bis 300 mA.

U/2-Referenzspannung

Eine andere Verwendung eines Operationsverstärkers als Spannungsquelle stellt die Erzeugung einer Spannung von der Hälfte der ursprünglichen Spannung dar, falls nur eine einzelne Stromversorgung vorhanden ist. *Bild 2.72* zeigt die Anwendung eines SN 72301A für diesen Zweck. Die Eingangsanschlüsse des Operationsverstärkers mit Zweifach-Stromversorgung können dann an die U/2-Stromversorgung angeschlossen werden, so daß der volle Aussteuerbereich des Verstärkers genutzt werden kann. Für typische Operationsverstärker liegt die Spannung der Einfach-Stromversorgung zwischen 10 und 36 V.

TTL-gesteuerte positive oder negative Spannungsquelle

Wie *Bild 2.73* zeigt, ist die logisch gesteuerte Auswahl einer positiven oder negativen Spannungsquelle möglich. Einer der SN 72558-Verstärker liefert den positiven Referenzpegel, der andere den negativen Pegel. FET-Schalter, die durch eine TTL-Logik über einen SN 75180 gesteuert werden, wählen die gewünschte Polarität der Referenzspannung aus. Der Ausgangsverstärker liefert die erforderliche Verstärkung um den gewünschten Ausgangspegel zu halten. Die Ausgangsspannung U_A errechnet sich aus $-U_{REF}(R_2/R_1)$. Zur Erhöhung des Ausgangsstromes kann eine komplimentäre Ausgangsstufe (npn - pnp) hinzugefügt werden.

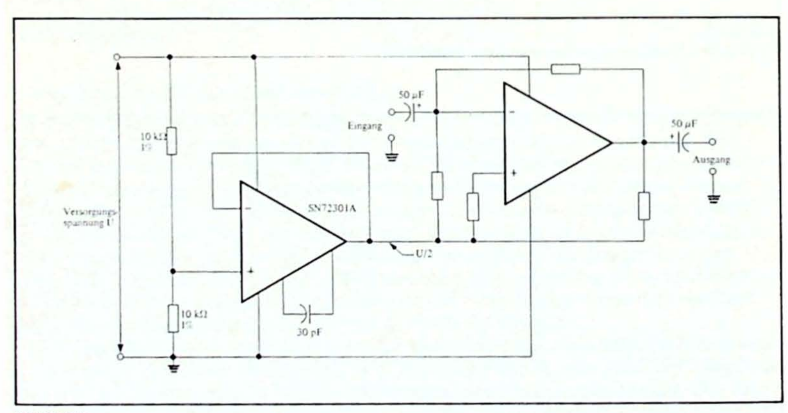


Bild 2.72
Betrieb eines Operationsverstärkers mit Wechselspannungskopplung an einer Einfach-Spannungsquelle

Bild 2.73
TTL-gesteuerte stabilisierte positive oder negative Spannungsquelle

2.9.2 Konstantstromquelle

Grundlegende Stromquelle

Den einfachsten Spannungsstrom-Wandler kann man erhalten, wenn man die Last (R_L) in den Gegenkopplungszweig eines Operationsverstärkers legt. *Bild 2.74a* und *Bild 2.74b* zeigen die Verwendung eines invertierenden und eines nichtinver-

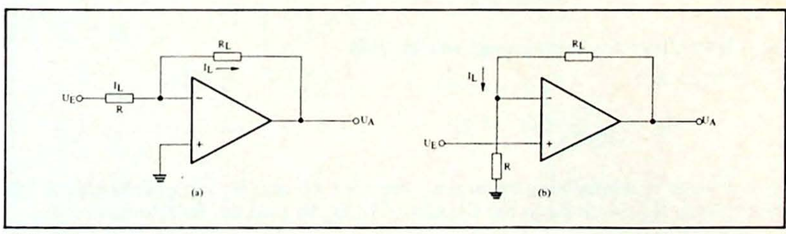


Bild 2.74
Einfache Spannungs-Strom-Wandler

tierenden Verstärkers für diesen Zweck. In beiden Beispielen wird der Schleifenstrom durch U_E/R bestimmt. Im selben Maße wie sich R_2 verändert, so ändert sich auch die Ausgangsspannung U_A, wodurch ein konstanter Strom durch R_2 aufrecht erhalten bleibt.

Stromquelle mit Differenz-Eingangsspannung

Wenn die Last einseitig an Masse liegt, so kann eine Schaltung gemäß *Bild 2.75a* verwendet werden. Die Spannung U_S am Ausgang des Operationsverstärkers besteht aus U_{S1}, dem Anteil aus der nichtinvertierenden Verstärkung, und U_{S2} aus der inventierenden Verstärkung.

$$U_S = U_{S1} + U_{S2}$$

wobei $$U_{S1} = U_1' \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) \text{ und } U_{S2} = -U_2 \left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$U_1' = U_1 - \frac{(U_E - U_A)R_1}{R_1 + R_2} = \frac{U_1 R_3 + U_A R_1}{R_1 + R_3}$$

$$U_{S1} = \frac{U_E R_3 + U_A R_1}{R_1 + R_3} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)$$

deshalb: $$U_S = \frac{U_1 R_3 + U_A R_1}{R_1 + R_3} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) - U_2 \left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

U_S kann auch ausgedrückt werden durch:

$$U_S = U_{R4} + U_A$$

wobei $$U_{R4} = R_4 \left(I_{(R_1 + R_3)} + I_L\right)$$ und

$$I_{(R_1 + R_3)} = \frac{U_A - U_1}{R_1 + R_3}$$

deshalb: $$U_S = R_4 \left(\frac{U_A - U_1}{R_1 + R_3} + I_L\right) + U_A$$

Aus dieser Gleichung kann gezeigt werden, falls

$R_2 = R_3 + R_4$:

$$I_L = \frac{R_2}{R_1 R_4} (U_1 - U_2)$$

Eine weitere Vereinfachung ergibt sich, wenn $R_3 = 0$ und $R_2 = R_4$ (siehe *Bild 2.75b*). Ersetzt man R_2 durch R_4 in der Gleichung für I_L, so wird der Belastungsstrom

$$I_L = \frac{U_1 - U_2}{R_1}$$

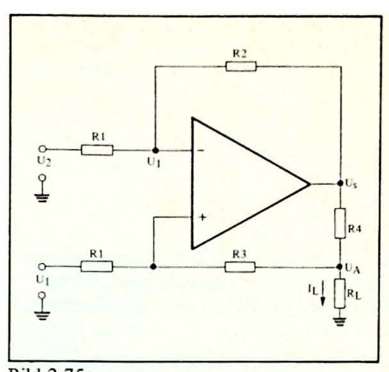


Bild 2.75a
Konstantstrom-Generator: Allgemeines Schaltbild

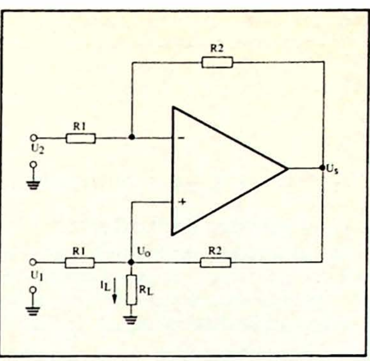


Bild 2.75b
Konstantstrom-Generator: Vereinfachtes Schaltbild

Stromquelle für große Ströme

Große Ausgangsströme können durch den Anschluß eines FET oder bipolaren Transistors an den Ausgang des Operationsverstärkers erzielt werden. Im Schaltbeispiel in *Bild 2.76* wird ein Darlington-Transistor-Paar für eine leistungsfähige Stromquelle verwendet, welches nur geringen Steuerstrom aus dem Operationsverstärker benötigt. Der SN 72741 liefert den erforderlichen Steuerstrom, um U_r auf dem gewünschten Pegel r zu halten. U_r ist das Produkt von U_E und der Schleifenverstärkung, d.h. $U_r = U_E\,(R_2/R_1)$. Der Laststrom ist $I_L = U_r/r$ und daher $I_1 = (R_2/R_1)\,(1/r)$.

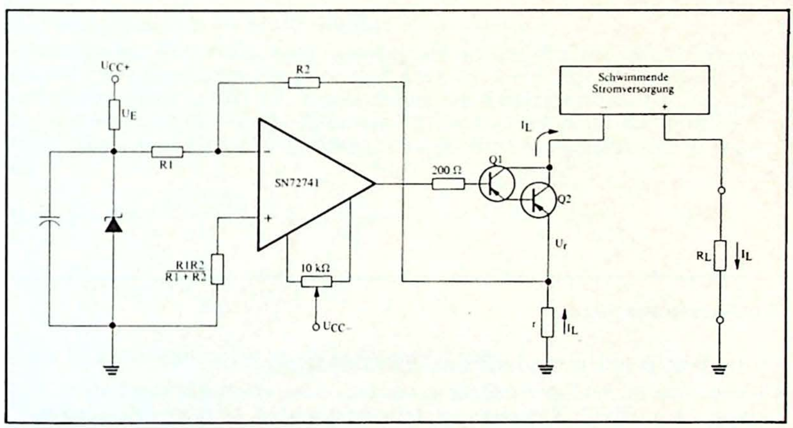


Bild 2.76
Leistungsfähige Stromquelle

Ein 200-Ω-Widerstand liegt in Serie zum Ausgang des Operationsverstärkers um eine kapazitive Belastung zu vermeiden und eventuelle Schwingungen zu verhindern. Entsprechend der verwendeten Transistoren kann diese Schaltung einen konstanten Strom von 1 A oder mehr liefern.

2.9.3
Nicht-sinusförmige Generatoren

Grundlegender Multivibrator

Einen grundlegenden Multivibrator erhält man sehr leicht mit einem Operationsverstärker und einigen externen Komponenten, wie in *Bild 2.77* gezeigt wird. Wenn die Speisespannung angelegt wird, so wirkt der natürliche Offset des Operationsverstärkers als Startspannung.

Die Ausgangsspannung U_A wird positiv oder negativ und die Rückkopplung über R_2 und R_1 steuert den Ausgang rasch in die Sättigung. Die hohe Spannung U_A lädt dann C über R_3 auf, bis die Spannung am invertierenden Eingang die Spannung am nichtinvertierenden Eingang überschreitet. Wenn der Spannungspegel am invertierenden Eingang den Pegel am nichtinvertierenden Eingang überschritten hat, so kippt der Ausgang in die andere Polarität, der Kondensator wird entladen und neuerlich aufgeladen bis wieder der Pegel am nichtinvertierenden Eingang erreicht wird, die Schwingung bleibt aufrecht.
Wenn der positive und negative Ausgangspegel gleich hoch ist, ergibt sich eine symmetrische Ausgangsspannung. Die Gesamtzeit einer Periode ist:

$t_T = 2R_3C \ln(1 + 2R_1/R_2)$.

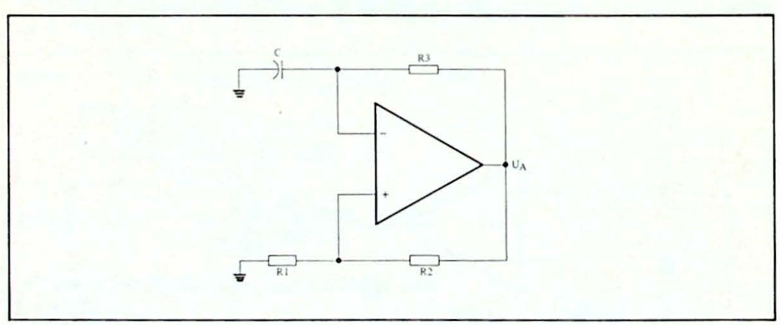


Bild 2.77
Grundlegender Multivibrator

Multivibrator mit veränderlichem Tastverhältnis

Wenn es nötig ist, das Tastverhältnis zu variieren, kann eine leicht abgeänderte Ausführung, wie in *Bild 2.78* gezeigt wird, verwendet werden. In dieser Schaltung liefern die beiden Dioden getrennte Lade- und Entlade-Strecken. Der Widerstandsanteil der beiden Pfade wird mit R_C eingestellt. Bei dieser Methode bleibt die Summe

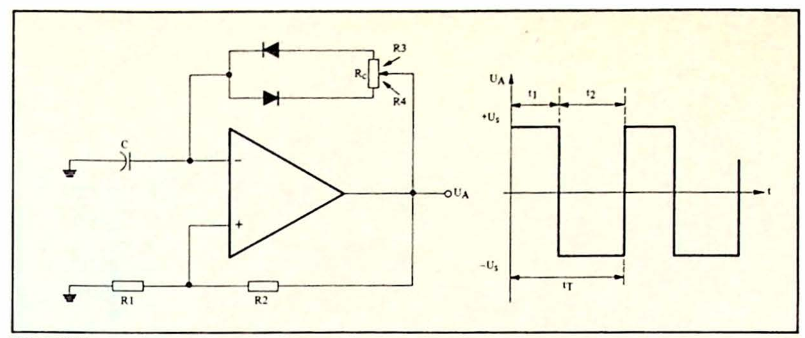


Bild 2.78
Multivibrator mit variablem Tastverhältnis

der beiden Zeitkonstanten gleich, während sich die beiden einzelnen Zeitkonstanten ändern. R_3 stellt die eine Seite des Potentiometers R_C dar, R_4 die andere Seite. Die Dauer der gesamten Periode ist $t_T = (R_3 + R_4)\, C \ln(1 + 2R_1/R_2)$. Es ist also $t_T = t_1 + t_2$, wobei

$$t_1 = R_3 C \ln(1 + 2\frac{R_1}{R_2})$$

$$t_2 = R_4 C \ln(1 + 2\frac{R_1}{R_2})$$

Spannungsgesteuerter Multivibrator

Ein dreistufiger Multivibrator mit spannungsgesteuerter Frequenz (*Bild 2.79*) enthält drei Operationsverstärker. Die erste Stufe (A_1) ist ein Differenzverstärker, ähnlich dem früher in *Bild 2.63* beschriebenen. Die Eingangsspannungen U_{E1} und U_{E2} werden durch eine einzige Spannung U_E und R_4 wird durch den 2N 4859 FET ersetzt. Wenn der FET ausgeschaltet ist, so ist der Wert von R_4 praktisch unendlich und

$$U_{A(A1)} = U_E\,(\frac{R_1 + R_2}{R_2}) - U_E\,(\frac{R_2}{R_1})$$

$$= U_E\,(1 + \frac{R_2}{R_1} - \frac{R_2}{R_1}) = U_E$$

Ist der FET durchgeschaltet, so ist R_4 effektiv 0 und

$$U_{A(A1)} = -U_E\,(\frac{R_2}{R_1})$$

Daher wird $U_{A(A1)}$ in dieser Anwendung entweder $+U_E$ oder $-U_E$.

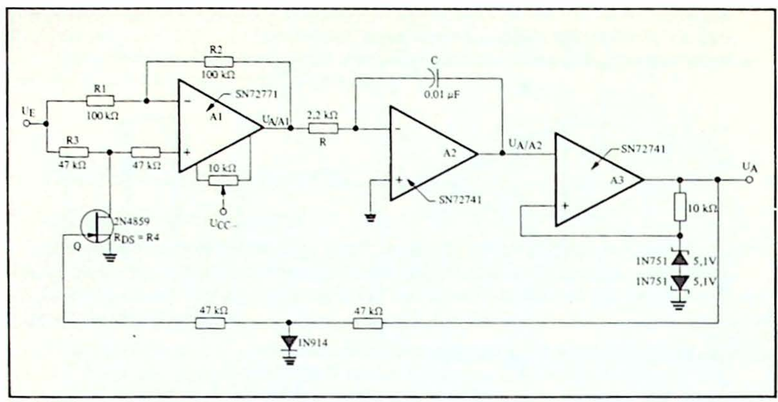


Bild 2.79
Multivibrator mit spannungsgesteuerter Frequenz

A_2 ist als dual-slope (Zwei-Rampen)-Generator geschaltet und sein Ausgang $U_{A(A2)}$ stellt ein dual-slope-Signal dar, welches am Eingang von A_3 mit einer Referenzspannung von $\pm (U_Z + U_D)$ verglichen wird. Der FET leitet, wenn der Ausgang (U_A) positiv, er ist gesperrt, wenn U_A negativ ist. Daher ist der Ausgang von A_1 abwechselnd positiv oder negativ, wodurch der Wechsel der Steigung bewirkt wird. Die resultierende Frequenz ist proportional der zugeführten Spannung:

$$f = \frac{U_E}{4RC\,(U_Z + U_D)}$$

wobei U_E die Eingangs-Steuerspannung darstellt. R ist der Ausgangswiderstand von A_1 (in diesem Fall 2,2 kΩ). C ist der Gegenkopplungskondensator des dual-slope-Detektors (hier 0,01 µF) und $U_Z + U_D$ die Zenerspannung und Vorwärtsspannung (Flußspannung) der beiden 1N 751. Mit diesen Werten reduziert sich die obige Gleichung auf $f = U_E(0{,}5 \cdot 10^{-3})$ oder 2 kHz/V. Mit den gezeigten Operationsverstärkern kann ein linearer Zusammenhang einer Eingangsspannung von 6 mV bis 10 V mit einer Frequenz von 12 Hz bis 20 kHz erreicht werden.

2.9.4 Sinus-Generatoren

Oszillator mit Wien-Brücke

Der grundsätzliche Oszillator mit einer Wien-Brücke (*Bild 2.80*) ist für viele Anwendungen sehr geeignet, da er die Möglichkeit einer Pegeleinstellung mittels R_4 besitzt, wodurch der Oszillator im linearen Bereich des Verstärkers arbeitet und somit Ausgangssignale mit kleinem Klirrfaktor liefert. R_2 und Q_1 stellen den Abschlußwiderstand des invertierenden Einganges dar. Beim Einschalten dieser Anordnung liegt durch C_2 das Gate des FETs zunächst an Masse wodurch Q_1 leitet. Der Wert von

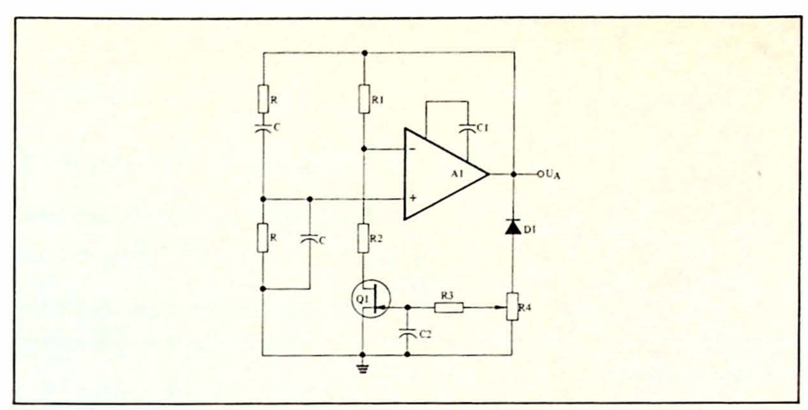


Bild 2.80
Oszillator mit Wien-Brücke

R_2 ist so gewählt, daß der Oszillator unter diesen Bedingungen zu schwingen beginnt.
Hierauf würde der Ausgangspegel von einer Sättigung in die andere pendeln, wenn nicht die Rückkopplung zum Gate von Q_1 vorhanden wäre. Das Ausgangssignal wird mit D_1 gleichgerichtet, die entstehende negative Spannung gesiebt und dem Gate von Q_1 zugeführt, wodurch dieser etwas zugesteuert wird. Dadurch wird der Abschlußwiderstand des invertierenden Einganges erhöht und die Verstärkung verringert, bis sich ein Gleichgewichtszustand eingestellt hat. Die richtige Einstellung von R_4 liefert schließlich eine sinusförmige Ausgangsspannung mit der Frequenz

$$f = \frac{1}{2 \pi RC}$$

Sinus-Cosinus-Generator

Der Oszillator in *Bild 2.81*, ein Sinus-Cosinus-Generator, besteht aus zwei aktiven Filtern in der Anordnung mit geschlossener Schleife und einer Phasenverschiebung von 180° und einer Verstärkung von 1 bei der Resonanzfrequenz. Zwei Zenerdioden begrenzen die Ausgangsspannung und verhindern eine Aussteuerung der Verstärker bis in die Sättigung und dadurch eine Signalverzerrung. Die Oszillatorfrequenz ist

$$f = \frac{0{,}68}{2 \pi RC}$$

Die Ausgangsspannungen U_1 und U_2 von A_1 und A_2 sind gegeneinander um 90° phasenverschoben. Wenn man U_1 in der Form $U_1 = U_A \sin\omega t$ ausdrückt, so ist durch die Phasenverschiebung von 90° $U_2 = U_A \cos\omega t$.

Dreiphasen-Generator

Bei Benützung desselben Prinzips wie beim Sinus-Cosinus-Generator, benötigt ein

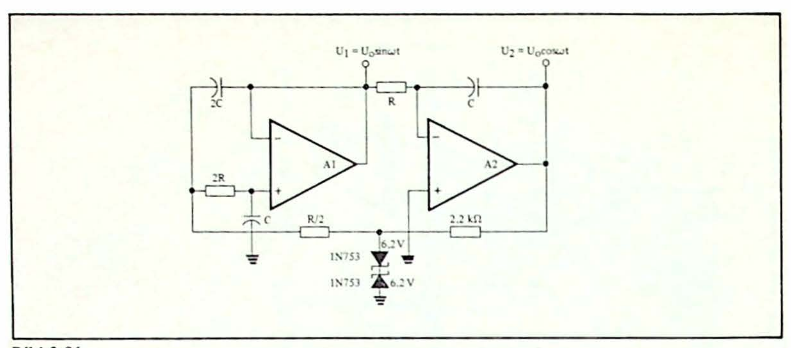


Bild 2.81
Sinus-Cosinus-Generator

Bild 2.82
Dreiphasen-Generator

Dreiphasen-Generator (*Bild 2.82*) drei Stufen mit einer Phasenverschiebung von je 120°. Die ersten beiden Stufen A_1 und A_2 sind prinzipielle aktive Phasenschieber, welche die Verstärkung 1 bei einer Phasenverschiebung von 120° haben müssen.

Daher muß der Tangens von 120°, der gleich $\sqrt{3}$ ist, bei der Arbeitsfrequenz X_{C1}/R_1 entsprechen. Für die Verstärkung 1 muß daher gelten:

$$\text{Verstärkung} = 1 = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + X_{C1}^2}}$$

Da $X_{C1}/R_1 = \sqrt{3}$ so ist $X_{C1} = R_1\sqrt{3}$

Löst man die erste Gleichung nach X_{C1} auf , so erhält man

$$X_{C1} = \sqrt{R_2^2 - R_1^2}$$

Gleichsetzung dieser Ausdrücke ergibt:

$$\sqrt{R_2^2 - R_1^2} = R_1\sqrt{3}$$

$$R_2^2 - R_1^2 = R_1^2 \cdot 3$$

$$\frac{R_2^2}{R_1^2} - 1 = 3$$

$$(\frac{R_2}{R_1})^2 = 4$$

und schließlich $R_2 = 2R_1$

Die Ausgangsamplitude wird mit einer Regelschaltung in der dritten Stufe (Verstärker A_3) konstant gehalten. Mit einem 20-kΩ-Potentiometer wird der Arbeitspunkt des FET am invertierenden Eingang dieses Verstärkers eingestellt. Der Widerstand des FET im eingeschalteten Zustand ist anfangs sehr niedrig, so daß der A_3 eine Verstärkung über 1 besitzt und der Oszillator sicher anschwingt. Sobald die Schwingungen den gewünschten Pegel erreicht haben, bewirkt die automatische Verstärkungsregelung von den Ausgängen der Verstärker über die Dioden 1N 914 eine Erhöhung des Drain-Source-Widerstandes des FETs bis $R'_1 + R_{DS} = R_1$ ist und sich ein Gleichgewicht einstellt. Ein Abfall bei höheren Frequenzen wird durch C_2 und R_3 bewirkt und verhindert unerwünschte Schwingungen und Rauschen.
Die Frequenz der einzelnen Stufen (und damit die Arbeitsfrequenz des gesamten Systems) ergibt sich zu:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{3}\,R_1C_1}$$

2.9.5
Operationsverstärker in der Signalverarbeitung

Grundlegender Schmitt-Trigger

Ein Spannungsfolger kann als Schmitt-Trigger arbeiten, wenn man eine Mitkopp-

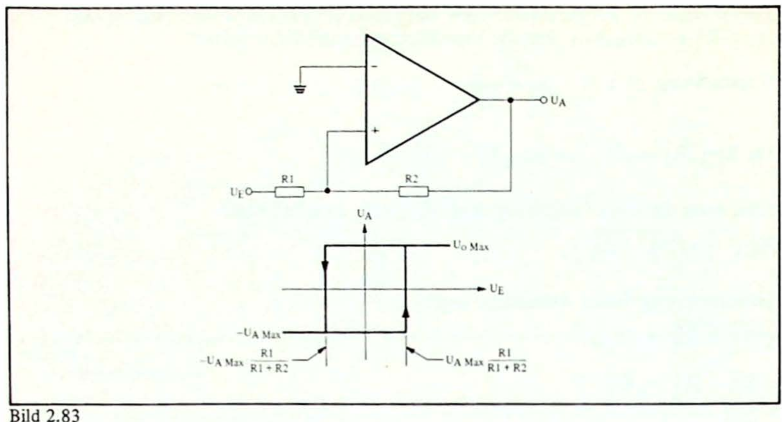


Bild 2.83
Spannungsfolger als Schmitt-Trigger

lung bei einem Operationsverstärker wie in *Bild 2.83* verwendet. Die Spannung über die Mitkopplung wird zum nichtinvertierenden Eingang geführt und hält diesen auf einem Spannungspegel, welcher der Ausgangsspannung proportional ist. Dieser ist entweder bis zur positiven (U_{CC+}) oder negativen (U_{CC-}) Versorgungsspannung durchgesteuert. Die Eingangsspannung U_E kann nun die Spannung von der Mitkopplung überwiegen und den Ausgang in die andere Polarität kippen lassen. Die Summe der absoluten Werte der Eingangsspannungen, die für diesen Schaltvorgang erforderlich sind, stellt die Hysterese dar. Mit $U_E = 0$ ist die Spannung am nichtinvertierenden Eingang $\pm U_{Amax} R_1/(R_1 + R_2)$. Für den Schaltvorgang ist nunmehr eine Spannung erforderlich, die entgegengesetzte Polarität besitzt und etwas größer als $U_{Amax} R_1/(R_1 + R_2)$ ist. Die Hysterese ist daher $2\ U_{Amax} R_1/(R_1 + R_2)$. Die Hysterese-Kurve in *Bild 2.83* zeigt das Übergangsverhalten eines typischen Operationsverstärkers.

Der invertierende Schmitt-Trigger in *Bild 2.84* hat mehrere Vorteile gegenüber dem nichtinvertierenden. Der wichtigste Vorteil ist, daß der Eingangsstrom nicht vom Ausgang und der Rückkopplung abhängt, da er nur durch R_3 fließt. Das Eingangssignal kann daher von einer Strom- oder Spannungsquelle kommen, da diese nur genügend Spannung an R_3 liefern muß um den Umschaltvorgang auszulösen. Die Eingangs-Schaltschwelle ist $\pm U_{Amax} R_2/(R_1 + R_2)$. Diese Schaltung kann beispielsweise zur Umsetzung von Daten in bipolarer Form auf einen Standard-Logikpegel verwendet werden. Ein positiver Spannungsimpuls ausreichender Amplitude schaltet den Ausgang ins Negative. Dieser verharrt dort bis ein negativer Eingangsimpuls zugeführt wird, der den Ausgang zurück in den positiven Zustand schaltet. Die Wirkungsweise ähnelt der eines RS-Flip-Flops. Für verschiedene Schaltanwendungen arbeiten jedoch Operationsverstärker mitunter zu langsam. Zur Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit ist die Verwendung von extern kompensierten Verstärkern zu empfehlen. Sehr kleine Kapazitätswerte (1 bis 2 pF) für die Frequenzkompensation erhöhen die Schaltgeschwindigkeit bereits merklich, so daß Arbeitsfrequenzen bis 1 MHz möglich sind. Für diese Anwendungen eignen sich besonders

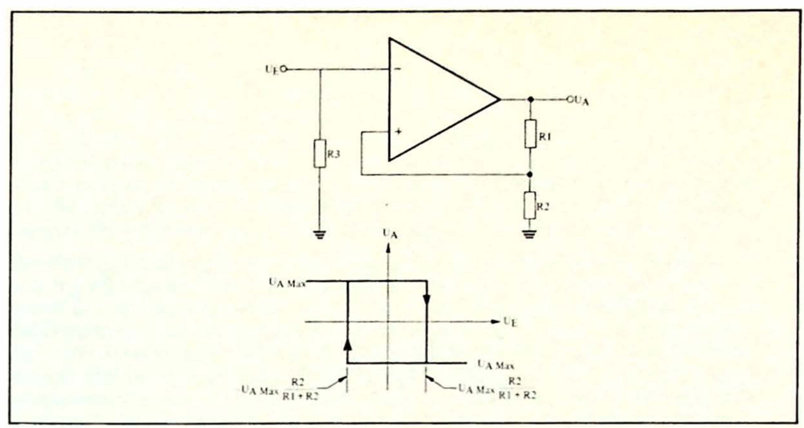


Bild 2.84
Invertierender Schmitt-Trigger

die Verstärker SN 72709, SN 72301, SN 72748 und SN 72770.

Schmitt-Trigger mit spannungsgesteuerter Hysterese

Die Schaltung in *Bild 2.85* stellt einen Schmitt-Trigger mit einer spannungsgesteuerten Hysterese dar. Die getrennte Untersuchung des Schaltvorganges in negativer und positiver Richtung erleichtert das Verständnis der Wirkungsweise.
Zu Beginn sei die Eingangsspannung U_E ausreichend negativ gegenüber der Referenzspannung U_{REF}, so daß der Ausgang negativ ist, wie *Bild 2.85* zeigt. Eine negative Ausgangsspannung schaltet den FET aus. Die Eingangsspannung U'_E am nichtinvertierenden Eingang wird durch U_E (Eingangsspannung), U_C (Steuerspannung für die Hysterese) und die Widerstände R_1, R_2 und R_3 bestimmt. Ferner ist $U_E' = (U_E - U_C)\, R_3/(R_1 + R_2 + R_3)$. Die positive Schaltschwelle U_{tl} errechnet sich durch Gleichsetzen von U_E' mit U_{REF}, da an diesem Punkt $U_E = U_{tl}$ ist.

Daher ist:

$$U_E' = U_{REF} = \frac{(U_{tl} - U_C)R_3}{R_1 + R_2 + R_3} + U_C$$

$$U_{tl} = \frac{(U_{REF} - U_C)\,(R_1 + R_2 + R_3)}{R_3} + U_C$$

$$= \frac{U_{REF}\,(R_1 + R_2)}{R_3} + U_{REF} - \frac{U_C\,(R_1 + R_2)}{R_3} - U_C + U_C$$

$$= (U_{REF} - U_C)\left(\frac{R_1 + R_2}{R_3}\right) + U_{REF}$$

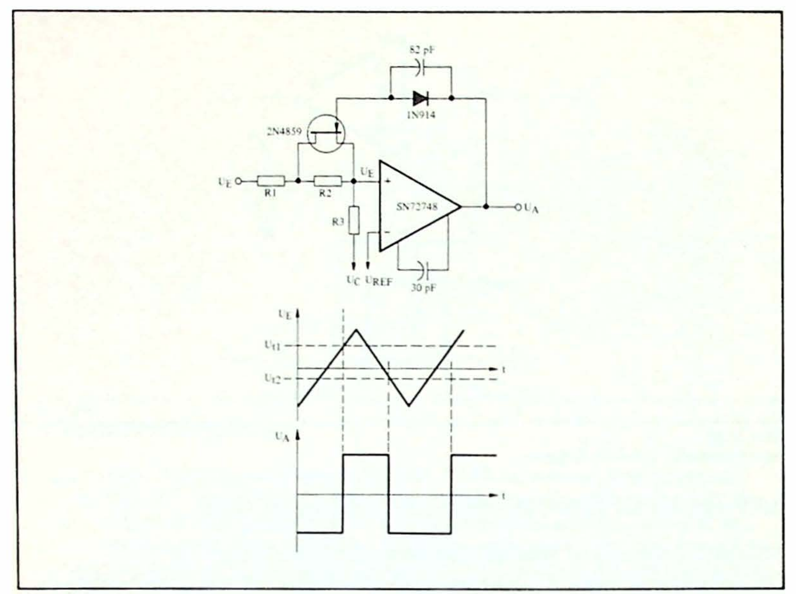


Bild 2.85
Schmitt-Trigger mit spannungsgesteuerter Hysterese

Wenn die Eingangsspannung die positive Schwellspannung (U_{t1}) überschritten hat, so ist der Ausgang (U_A) positiv und der FET eingeschaltet. Die Impedanz des durchgeschalteten FETs ist sehr niedrig, so daß R_3 praktisch kurzgeschlossen ist. Unter dieser Bedingung ändert sich die Schwellspannung auf U_{t2}, die sich wie folgt errechnet:

$$U_E' = U_{REF} = \frac{(U_{t2} - U_C)\, R_3}{R_1 + R_2} + U_C$$

$$U_{t2} = \frac{(U_{REF} - U_C)\,(R_1 + R_2)}{R_3} + U_C$$

$$= (U_{REF} - U_C)\frac{R_1}{R_3} + U_{REF}$$

Wie man aus den Gleichungen für U_{t1} und U_{t2} entnehmen kann, bewirkt jede Änderung von U_C eine Verschiebung der Eingangs-Schwellspannungs-Pegel. Die Arbeitspegel können kontinuierlich von U_{CC+} an gewählt werden, beginnend mit den Mindestwerten für die Schwellspannungen U_{t1} und U_{t2}, gefolgt von U_{REF} und U_C.

Wechselspannungs-Millivoltmeter

Die Schaltung des Millivoltmeters in *Bild 2.86* zeigt die Verwendung von Operationsverstärkern in der Kombination eines Vorverstärkers mit hohem Eingangswiderstand (A_1) und einem Spannungs-Strom-Umsetzer (A_2). Für den Verstärker A_1 mit hohem Eingangswiderstand verwendet man am besten eine Ausführung mit besonders hoher Verstärkung wie beispielsweise den SN 72770. Der Verstärkungsfaktor des Vorverstärkers kann in Stufen mittels R_1 oder R_2 einstellbar gemacht werden, falls mehrere Meßbereiche gewünscht werden. A_2 hat die Aufgabe, die Diodenbrücke und das Anzeigeinstrument zu speisen. Die Größe des Ausgangsstromes für Vollausschlag des Instrumentes wird mittels R_3 eingestellt.

Bei niedriger Ausgangsspannung von A_2 erhalten die Dioden keine Vorspannung und A_2 arbeitet als Verstärker mit offener Schleife. C_7, welcher nur 10 pF hat, liefert die richtige Kompensation für diesen Fall. Mit steigendem Signal erhalten die Dioden eine entsprechende Vorspannung in Flußrichtung, so daß nunmehr C_6 (180 pF) wirksam wird und die Kompensation für die geschlossene Schleife sichert. Die Schaltung besitzt einen flachen Verlauf über einen maximalen Frequenzbereich von ~ 1 Hz bis 1 MHz. Wenn R_1 und R_2 so gewählt werden, daß A_1 eine Verstärkung größer als 1 besitzt, so verringert sich die obere Grenzfrequenz. Wenn beispielsweise V = 100 ist, so wird f_{max} = 10 kHz.

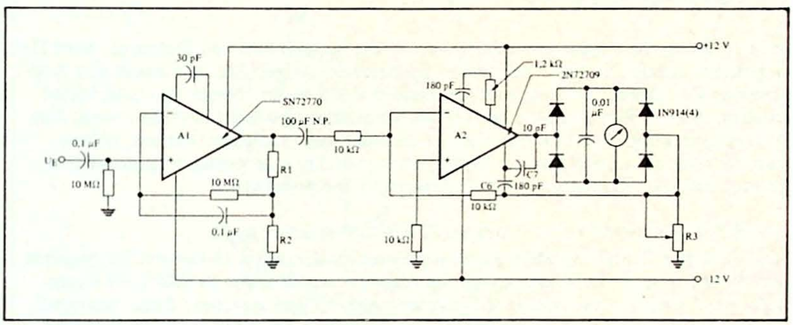


Bild 2.86
Wechselspannungs-Millivoltmeter

2.9.6 Spitzenspannungs-Detektor

Grundlegender Spitzenspannungs-Detektor

Die Schaltung in *Bild 2.87* zeigt die grundlegende Technik der Spitzenspannungs-Anzeige. Durch seine niedrigen Eingangsruheströme ist der SN 72771 besonders geeignet. Dies vermeidet eine vorzeitige Entladung des Kondensators C. Der Verstärker ist als Spannungsfolger mit einer Diode (D_2) im Gegenkopplungszweig geschaltet. D_2 kompensiert den Ausgangspegel für den Verlust durch D_1. Die Vorspannung durch D_2 wird über R_1 geliefert, der an einer negativen Spannung (–U) liegt. Positive Eingangsspannungen (U_E) werden dem Kondensator C über D_1 zu-

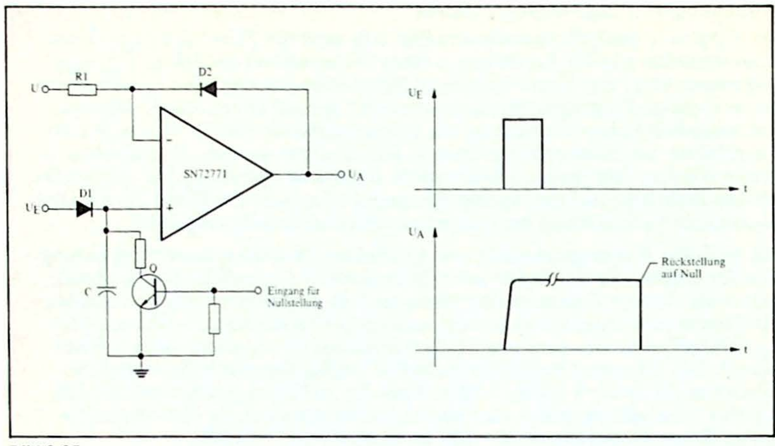


Bild 2.87
Grundlegender Spitzenspannungs-Detektor

geführt. Wenn die Eingangsspannung von ihrem Spitzenwert aus abnimmt, wird D_1 umgekehrt gepolt, so daß C auf diesen Spitzenwert aufgeladen und damit der Ausgang des Verstärkers auf dem entsprechenden Pegel bleibt. Dieser Zustand bleibt erhalten, bis der Kondensator mittels des Transistors Q wieder entladen wird. Ein Spitzenspannungs-Detektor für negative Impulse kann realisiert werden, indem man die Dioden umpolt, für die Vorspannung von D_2 eine positive Spannung verwendet und den Transistor Q durch eine pnp-Type sersetzt.

Detektor für positive und negative Spitzenspannungen

Eine derartige Schaltung kann durch die Kombination eines Detektors für positive und eines für negative Spitzenspannung realisiert werden, wie in *Bild 2.88* dargestellt ist. A_1 nimmt die positiven Spannungsspitzen und speichert diese, während A_2 dies für die negativen Spannungsspitzen ausführt. A_3 dient als summierender Verstärker der beiden Signale mit entgegengesetzter Polarität, sein Ausgangspegel ist proportional $|V_{+Spitze}| + |V_{-Spitze}|$.

Bewährter Spitzenspannungs-Detektor

Ein anderes Verfahren zur Speicherung einer Spannungsspitze (oder einer abgetasteten oder abgefragten Spannung = sampled voltage) ist in *Bild 2.89* dargestellt. In dieser Schaltung kann man einen preiswerteren Operationsverstärker verwenden, da nunmehr durch den hochohmigen Eingang eines FETs die unerwünschte Kondensatorentladung verhindert wird. Die Verstärkung der Schaltung wird durch R_2/R_1 bestimmt. Wenn Q_1 abgeschaltet ist (im Zeitpunkt der Abtastung), so lädt eine positive Eingangsspannung U_E den Kondensator C_1 negativ auf, wodurch die Ausgangsspannung U_A den Wert $-U_E \cdot R_2/R_1$ annimmt. Wenn sich U_E verringert, bleibt U_A auf diesem Pegel, da sich C_1 weder über Q_1 noch Q_2 entladen kann. Wird Q_1 durchgeschaltet, so kehrt der Ausgang auf Null zurück.

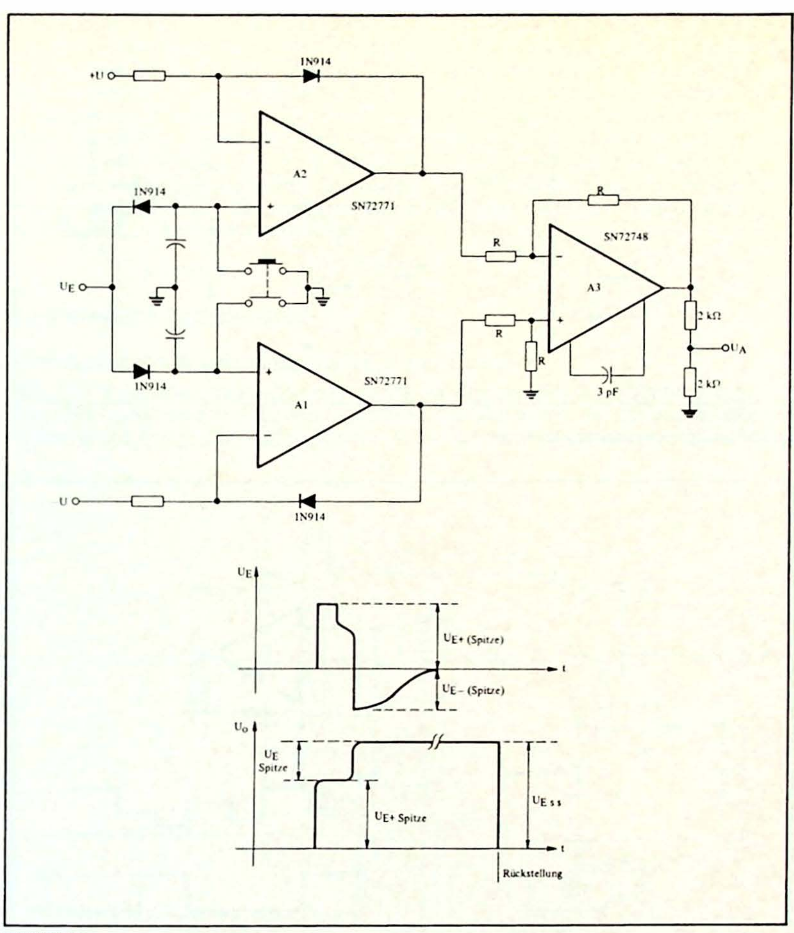


Bild 2.88
Detektor für positive und negative Spitzenspannungen

Sample-and-Hold-Schaltung

Die grundlegende Sample-and-Hold (Abtast-und-Speicher)-Schaltung, wie sie in *Bild 2.90* dargestellt ist, gestattet ein kontinuierliches Abtasten und Speichern zu jedem gewünschten Zeitpunkt. Der Verstärker A_1 besitzt eine genügend hohe Eingangsimpedanz um die Signalquelle nicht zu sehr zu belasten und liefert genügend Strom zur raschen Aufladung von C_1.

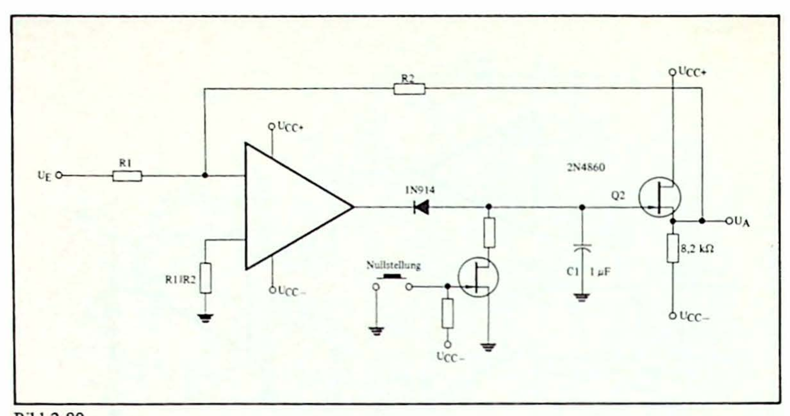


Bild 2.89
Bewährter Spitzenspannungsdetektor

Bild 2.90
Sample- and-Hold-Schaltung

A_2 dient als Trennverstärker gegenüber der Ausgangslast. Q_1 und Q_2 werden durch die komplementäre Interface-Schaltung, wie gezeigt gesteuert, wodurch die beiden Schaltzustände verwirklicht werden. Im Abtastzeitpunkt liegt eine logische "1" am Steuereingang (U_C). Hierbei ist Q_1 aus- und Q_2 eingeschaltet, C_1 wird auf den Eingangspegel U_E geladen. U_A ändert sich entsprechend U_E, bis ein Haltesignal (Speicherbefehl), logisch "0", dem Steuereingang zugeführt wird. Während der Speicherperiode ist Q_1 und Q_2 ausgeschaltet und C_1 behält den Spannungspegel der abgetasteten Spannung bei, deren Höhe dem Zeitpunkt zu Beginn des Speicherbefehls entspricht. Die Spannungsformen in *Bild 2.90* zeigen den Ablauf einer grundlegenden Abtast-Speicherfolge.

2.9.7
Verschiedene Schaltungen

Speicher mit Rücksetzung (Latch-Reset Circuit)

Bild 2.91 zeigt eine andere Anwendung für Schaltungen mit einer Mitkopplung. Diese Mitkopplungdurch R_4 wird ausreichend groß gewählt, um den Ausgang in einem festen Zustand zu halten. Zusätzlich sichert eine Vorspannung am invertieren-

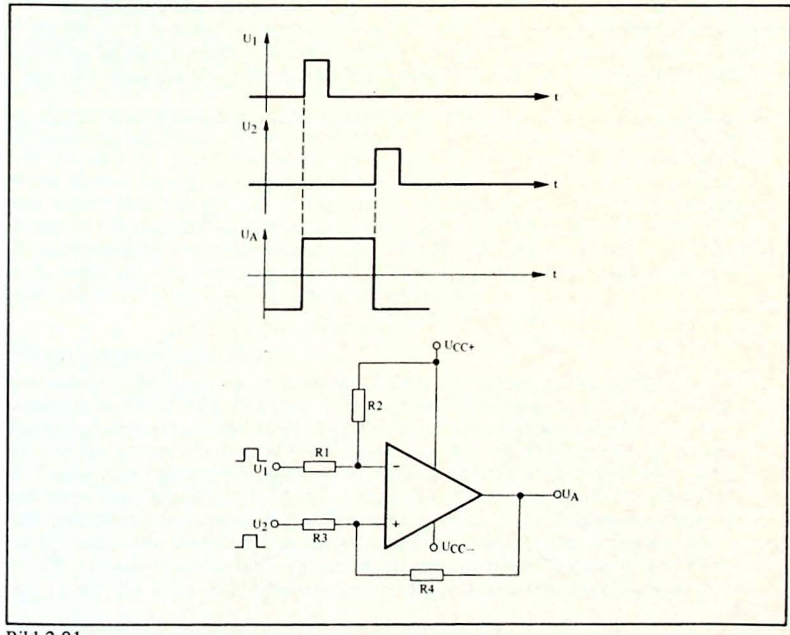


Bild 2.91
Speicher mit Rücksetzung

den Eingang über R_1 und R_2 einen negativen Ausgangszustand bei Anlegen der Betriebsspannung. Das Eintreffen eines positiven Impulses am Eingang 1 bewirkt ein Umschalten des Ausganges auf einen positiven Pegel und ein Verharren in diesem Zustand. Hierzu muß der Eingangsimpuls mindestens folgenden Pegel haben:

$$U_1 \geqslant U_{CC} \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Zum Umschalten in den negativen Zustand des Ausganges ist ein positiver Impuls am Eingang 2 erforderlich. Die Amplitude dieses Impulses muß mindestens folgende Höhe haben:

$$U_2 \geqslant U_{CC} \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Die bistabilen Eigenschaften dieser Schaltung machen sie äußerst unempfindlich gegen Störungen durch Rauschen.

Rechteck-Dreieck-Konverter

Die Umwandlung einer Rechteckspannung in eine Dreieckspannung kann mit einer Integrator-Schaltung gemäß *Bild 2.92* erfolgen und wird manchmal dual-slope-(Zweirampen-) Integrator genannt. Dem Gegenkopplungskondensator C_1 muß ein Netzwerk, bestehend aus R_2, C_2 und R_2, parallel geschaltet werden um zu verhindern, daß der Verstärker für Gleichspannung mit offener Schleife arbeitet. Um den

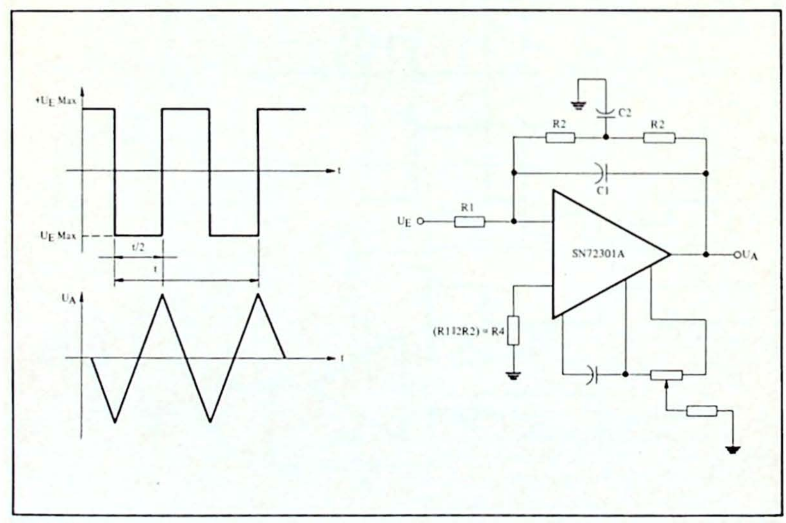


Bild 2.92
Rechteck-Dreieck-Konverter

Anstieg des Ausganges linear zu halten, muß R_2 und C_2 so gwählt werden, daß die Bedingung

$$R_2 C_2 \gg R_1 C_1 \gg 2\,t$$

erfüllt wird.

Die Ausgangsspannung beträgt:

$$U_A = U_{Emax} \frac{t}{2R_1 C_1}$$

Dreieck-Sinus-Konverter

Eine andere Art eines Signalwandlers in *Bild 2.93* benützt eine nichtlineare Übertragungsfunktion um eine sinusförmige Ausgangsspannung aus einer dreieckförmigen Eingangsspannung zu gewinnen. Um die gewünschte Übertragungsfunktion zu erhalten, muß die Verstärkung mit steigender Eingangsspannung abnehmen. Die Gegenkopplungsschleife besteht aus drei Zellen (*Bild 2.93*), in denen sowohl npn- wie pnp-Transistoren verwendet werden, sorgt für die erforderliche Verstärkungsänderungen und verarbeitet sowohl positive wie negative Signale.

Wenn die Eingangsspannung nahe 0 ist, so fließt der Schleifenstrom ($I_S = U_E/R$) durch die Widerstände R_1 bis R_6. Alle Transistoren in der Schleife sind infolge des niedrigen Stromes gesperrt und die Verstärkung wird durch $(R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6)/R$ bestimmt. Mit ansteigender U_E steigt auch I_S bis der Spannungsabfall an R_1 einen Transistor in Zelle 1 einschaltet. Die Spannung an der Zelle 1 folgt der Übertragungsfunktion der Basis-Emitter-Strecke und hat eine Verringerung der Verstärkung zur Folge. Bei weiter ansteigender Eingangsspannung tritt dasselbe bei Zelle 2 und 3 ein. Die Änderungen der Schleifenverstärkung addieren sich und glätten die Kurve, so daß sich schließlich eine weitgehende Näherung an eine Sinusform ergibt. Bei dem in *Bild 2.93* gezeigten Beispiel betrug die Eingangs-Dreieckspannung 1,8 V_{SS} mit einer Frequenz von 1 kHz. Am Ausgang erhält man eine Sinusspannung mit einer Amplitude von 18 V Spitze-Spitze und einem Klirrfaktor von weniger als 3%. Mit dieser Schaltung kann man eine verzerrungsarme Sinusspannung im Bereich von 5 Hz bis 5 kHz erzielen.

Lichtgesteuerter Oszillator

Eine andere Schaltung, die mehrere Funktionen vereinigt, ist der lichtgesteuerte Oszillator in *Bild 2.94a*. In dieser Schaltung wird ein Fototransistor LS 400 im Rückkopplungszweig eines Multivibrators verwendet. Der Kondensator C wird durch einen Strom aus dem LS 400 geladen, der hier als Stromgenerator wirkt. Der Ladestrom (oder Entladestrom) ist der Lichtintensität proportional. Eine Diodenbrücke (bestehend aus 1N 914-Dioden) sichert den richtigen Stromfluß des Lade- oder Entladestromes durch den Fototransistor. Eine Mitkopplung über R_2 und R_1 ergibt für die Schaltung die Wirkungsweise eines Schmitt-Triggers und sorgt für eine Referenzspannung U_{REF} am nichtinvertierenden Eingang in der Höhe von $U_{Amax}\ R_1/R_1 + R_2$. Die Arbeitsfrequenz läßt sich sehr einfach errechnen aus:

$$f = \frac{I_{Licht}}{4\,C\,U_{REF}}$$

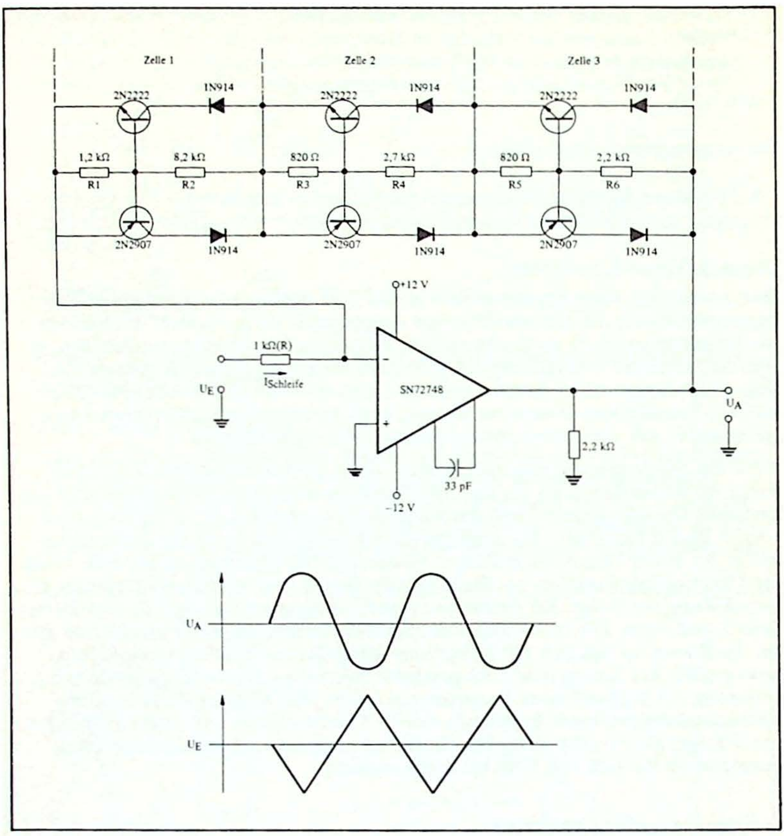


Bild 2.93
Dreieck-Sinus-Konverter

In dieser Anwendung werden bei Beleuchtungsstärken von 0,02 mW/cm² bis 20 mW/cm² Ströme von etwa 0,5 nA bis 0,5 mA geliefert. Nimmt die Ausgangsspannung U_A mit ± 12 V an, so wird U_{REF} = 0,5 V. Die resultierende Arbeitsfrequenz reicht dann in diesem Beispiel von 50 Hz bis 50 kHz. Verschiedene Beleuchtungsstärken proportional der Eingangsspannung U_E haben dann die Variation der Frequenz der Ausgangsspannung U_A über einen großen Bereich zur Folge.

Niederfrequenzverstärker mit optoelektronischer Kopplung

In *Bild 2.95* wird ein Optokoppler (OCI-1) durch einen SN 72741 angesteuert um eine NF-Modulation einer Last zu erzielen, welche galvanisch getrennt sein muß.

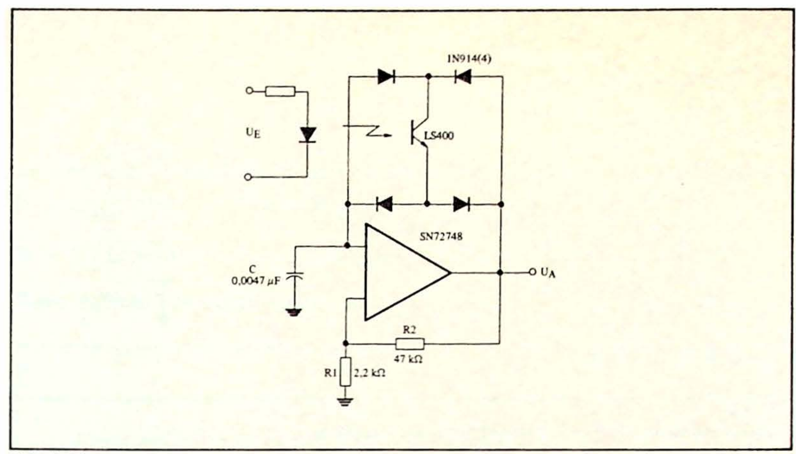


Bild 2.94a
Lichtgesteuerter Multivibrator: Schaltbild

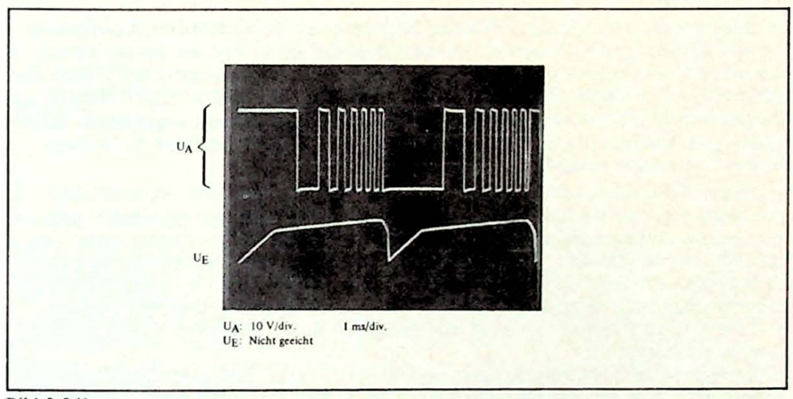


Bild 2.94b
Lichtgesteuerter Multivibrator: Spannungsformen

Der invertierende Eingang erhält eine positive Vorspannung über das Potentiometer P_1, um den Ausgangspegel des Verstärkers in den linearen Bereich der Luminiszenz-Diode zu legen. Die Verstärkung wird durch den SN 72741 geliefert, während OCI-1 die Kopplung und galvanische Trennung von der Last bewirkt, die auf einem sehr unterschiedlichen Spannungspegel liegen kann. Pegelunterschiede von 1000 V oder mehr sind ohne weiteres zu überbrücken. Der Frequenzbereich verläuft relativ flach von 50 Hz bis zu 50 kHz.

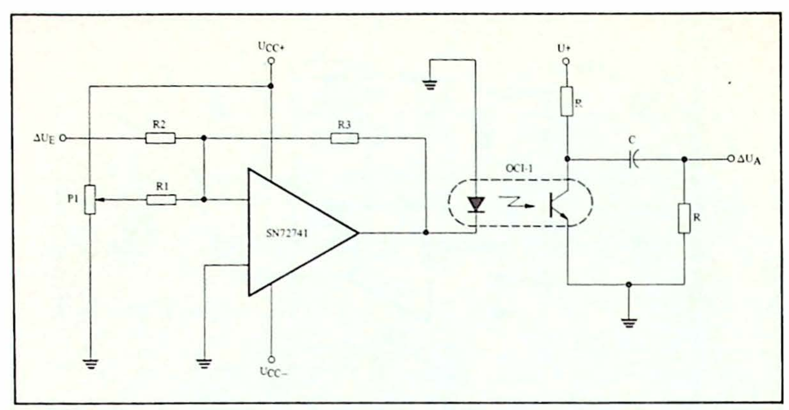


Bild 2.95
Niederfrequenzverstärker mit optoelektronischer Kopplung

2.10 Aktive Filter

Im allgemeinen denkt man bei Filter an Netzwerke aus Widerständen, Kondensatoren und Spulen (passive Bauteile). Da diese Bauteile passiv sind, ist die aus einem passiven Filter kommende Energie stets geringer als die dem Eingang des Filters zugeführte Energie. Diese Abschwächung oder Energieverlust begrenzt den Nutzen der passiven Filter und macht sie für verschiedene Anwendungen ungeeignet. Widerstände und Kondensatoren können jedoch mit Operationsverstärkern zu aktiven Filtern kombiniert werden.

In aktiven Filtern kann der Verstärker dem System Energie zuführen, wodurch sich insgesamt eine Verstärkung ergibt. Andere Vorteile von aktiven Filtern sind der niedrige Ausgangswiderstand, Serienschaltung von mehreren Stufen ohne Verluste und die Möglichkeit, Filter mit einer hohen Güte Q für niedere Frequenzen ohne Spulen herzustellen. In Niederfrequenzanwendungen sind die erforderlichen Induktivitäten sehr unhandlich, sowie schwierig und teuer herzustellen. Dagegen sind bei aktiven Filtern nur wenige und handliche Bauelemente bei diesen Anwendungen erforderlich.
Abhängig von der Schaltung können sowohl bei Tiefpaß-, Hochpaß-, Bandpaß- oder Bandsperr-Filtern Flankensteilheiten von 6 bis 50 dB oder mehr erzielt werden.

2.10.1 Aktive Filter mit der Verstärkung 1

Bei diesem Typ von aktiven Filtern, der am einfachsten zu entwerfen ist, wird ein Operationsverstärker, geschaltet für die Verstärkung 1, mit RC-Filternetzwerken kombiniert. Dies kann entweder als Tiefpaßfilter (*Bild 2.96a*) oder als Hochpaßfilter (*Bild 2.96b*) erfolgen, abhängig von der Lage der Widerstände und Kondensatoren. Die –3-dB-Grenzfrequenz ist

$$f_O = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R' \cdot R}} \qquad \text{(untere Grenzfrequenz)}$$

$$f_O = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C' \cdot C}} \qquad \text{(obere Grenzfrequenz)}$$

entsprechend für das Tief- und Hochpaßfilter. Die Güte Q kann man errechnen aus:

$$Q = 1/2\sqrt{C'/C} \qquad \text{(für das Tiefpaßfilter)}$$

$$Q = 1/2\sqrt{R'/R} \qquad \text{(für das Hochpaßfilter)}$$

Diese einfachen Ausdrücke gelten für Q größer als 10.

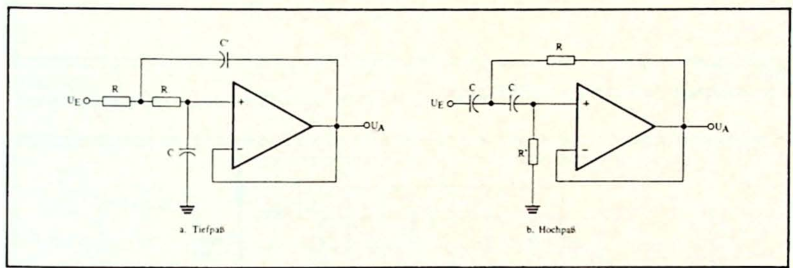


Bild 2.96
Aktive Filter mit der Verstärkung 1

2.10.2 Aktive Tiefpaßfilter

Bild 2.97 zeigt den typischen Frequenzgang eines aktiven Tiefpaßfilters mit einem universellen Operationsverstärker. Außerhalb des Durchlaßbereiches errechnet sich die Abschwächung mit 12 dB/Oktave. Die Dämpfung des Filters für sehr hohe Frequenzen ist jedoch geringer als vorausberechnet. Bei der vereinfachten Theorie wird der Operationsverstärker als ideal angenommen, das auch bei einer Universaltype bis etwa 100 kHz in der Praxis nahezu richtig ist. Über dieser Frequenz können die Ausgangsimpedanz und andere Kenndaten jedoch nicht mehr vernachlässigt werden. Diese Effekte zusammen bewirken eine schlechtere Dämpfung bei hohen Frequenzen. Wie man aus *Bild 2.97* entnehmen kann, sind Universalverstärker sehr vorteilhaft bei niederen Frequenzen. Für Anwendung bei höheren Frequenzen sollte ein Breitbandverstärker wie der SN 72733 eingesetzt werden.

Wenn das Frequenzspektrum des Eingangssignales besonders breit ist, muß dieser Dämpfungsverlauf bei hohen Frequenzen berücksichtigt werden. Dies ist der Fall, wenn dem Filter ein Rechtecksignal zugeführt wird. *Bild 2.98* zeigt das Verhalten eines Tiefpaßfilters gegenüber einer Rechteckspannung mit der Frequenz von 1 MHz.

Das Dämpfungsproblem für hohe Frequenzen kann man mit einem einfachen RC-

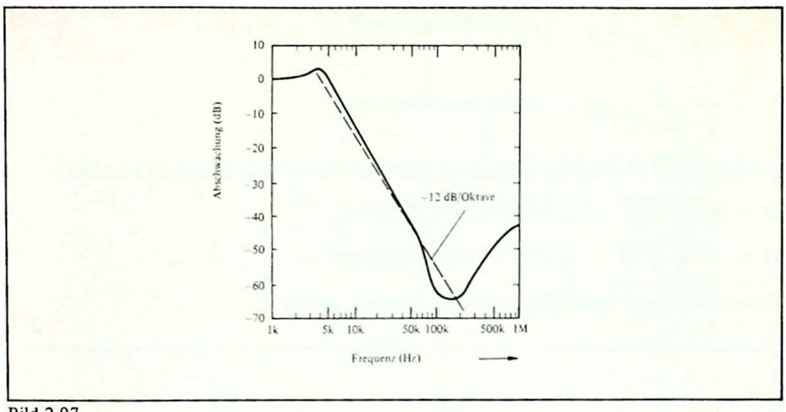


Bild 2.97
Frequenzgang eines aktiven Tiefpaßfilters

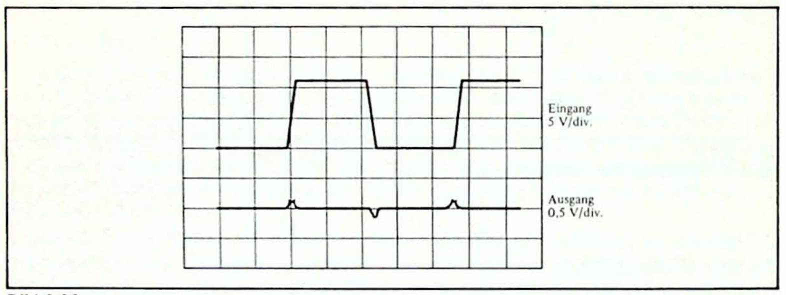


Bild 2.98
Verhalten eines aktiven Tiefpaßfilters gegenüber hochfrequenten Signalen

Filter lösen, da dieses bessere hochfrequente Dämpfungseigenschaften aufweist. Man schaltet dieses RC-Filter vor das aktive Filter mit seinen guten Niederfrequenzeigenschaften. Es sollte jedoch zwischen den beiden Filtern eine Impedanzanpassung erfolgen, wie in *Bild 2.99* dargestellt wird.

2.10.3
Aktives Bandsperrfilter

Zusätzlich zu den voraus beschriebenen Aufgaben kann ein aktives Filter benutzt werden, um die Funktion einer Bandsperre zu erfüllen. Ein Filter mit einer derartigen Charakteristik wird auch häufig als Notch-Filter bezeichnet (notch = Kerbe). Die Schaltung eines derartigen aktiven Filters, wie in *Bild 2.100* dargestellt, verwendet einen SN 72709 in einer Anordnung mit der Verstärkung 1. Dies ist ein Band-

sperrfilter zweiter Ordnung mit einer Sperrfrequenz von 3 kHz wie *Bild 2.101* zeigt. Das resultierende Q des Filters ist etwa 23 mit einer Dämpfung von 31 dB. Obwohl drei passive T-Netzwerke in dieser Anwendung vorkommen, zeigt die Verwendung eines Operationsverstärkers ein Niederfrequenzfilter mit steilen Flanken ohne die Verwendung von großen Spulen und Kondensatoren.

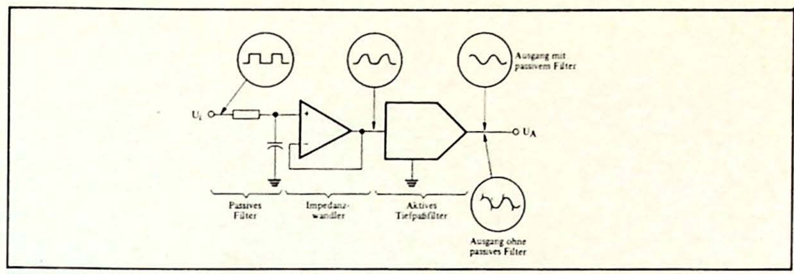


Bild 2.99
Verwendung eines passiven Filters vor einem aktiven Filter

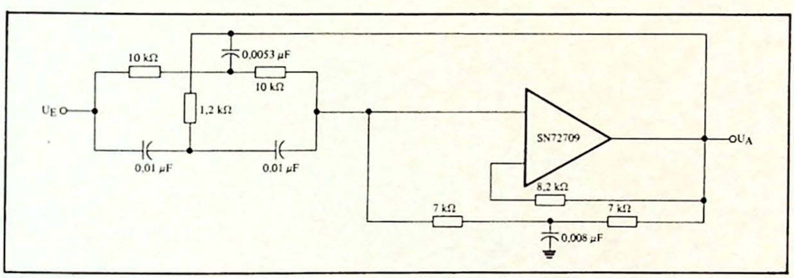


Bild 2.100
Aktives Bandsperrfilter

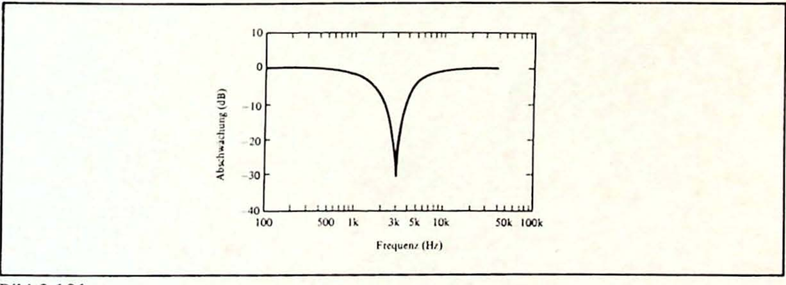


Bild 2.101
Durchlaßkurve eines aktiven Bandsperrfilters

3 Komparatoren

3

Komparatoren

3.1 Allgemeines

Der grundlegende Komparator ist im Prinzip ein Differenzverstärker mit offener Schleife. Infolge der hohen Verstärkung wird der Ausgang bis in die Sättigung durchgesteuert. Die Ausgangsspannung nimmt entweder einen maximalen oder minimalen Wert ein, abhängig von der Polarität der Differenz-Eingangsspannung. Auf diese Weise liefert der Verstärker oder Komparator zwei logische Schaltzustände, die den relativen Amplitudenunterschied zwischen zwei analogen Signalen darstellen.
Ein idealer Komparator hat folgende Eigenschaften:

Differenzverstärkung	$\rightarrow \infty$
Gleichtaktverstärkung	0
Eingangsimpedanz	$\rightarrow \infty$
Ausgangsimpedanz	$\rightarrow 0$
Bandbreite	$\rightarrow \infty$
Offset-Spannung und-Strom	0

Diese Eigenschaften sind identisch mit denen eines Operationsverstärkers und ursprünglich wurden auch Operationsverstärker mit offener Schleife für Komparatoranwendungen eingesetzt. Es war jedoch bald erforderlich, speziell für diesen Zweck integrierte Schaltungen zu entwickeln. Hierbei wurden Verbesserungen der Erholzeit, Schaltzeit und der Ausgangspegel gemacht. Dem Komparator folgt gewöhnlich intern eine TTL-Logikschaltung um exakte hohe und niedere Pegel zur Aussteuerung einer oder mehrerer TTL-Schaltungen zu gewährleisten.
Die Verwendung eines Komparators erfolgt grundsätzlich wie in der in *Bild 3.1* ge-

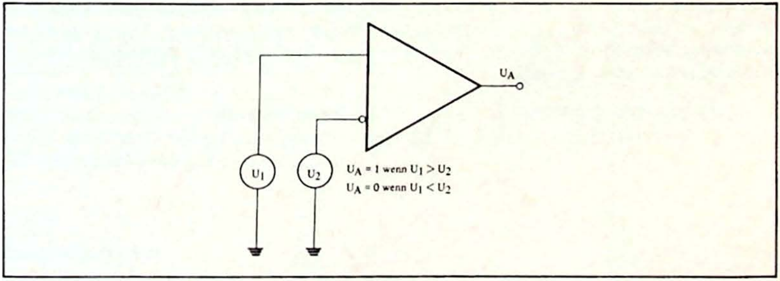


Bild 3.1
Grundlegende Arbeitsweise eines Komparators

zeigten vereinfachten Schaltung. In der Praxis müssen jedoch mehrere Parameter der verwendeten integrierten Schaltung berücksichtigt werden, um einen richtigen Entwurf und Anwendung der Komparatorschaltungen zu sichern. Diese werden in den folgenden Abschnitten besprochen.

3.2 Schaltungsparameter

3.2.1 Spannungsverstärkung

Die Spannungsverstärkung V_{OL} bestimmt die Empfindlichkeit und die Genauigkeit der Schaltschwelle eines Komparators. Für den idealen Komparator kann die Spannungsverstärkung als unendlich hoch angesehen werden und eine extrem kleine Spannung, die den beiden Eingängen zugeführt wird, bewirkt eine Änderung des Ausgangszustandes. In der Praxis ist die Verstärkung jedoch nicht unendlich hoch, so daß eine gewisse Mindestspannungsänderung am Eingang erforderlich ist, um eine Änderung des Zustandes am Ausgang hervorzurufen. Das Verhältnis der Änderung der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung ist die Spannungsverstärkung des Komparators. Aus der folgenden Gleichung kann die minimale Spannungsänderung, die für eine Änderung des Ausgangszustandes erforderlich ist, bestimmt werden:

$$\Delta U_{E(min)} = \frac{\Delta U_A}{V_{OL}}$$

Die Änderung ΔU_A ist die Differenz zwischen hohem und niedrigem Pegel der Ausgangsspannung und kann allgemein mit 2,5 V angenommen werden, um die Anpassung des Komparators an eine TTL-Last zu gewährleisten.

3.2.2 Eingangs-Offset-Spannung

Die Definition dieses Parameters für einen Komparator ist identisch mit der eines Operationsverstärkers. Die Offset-Spannung ist diejenige Spannung, die zwischen die Eingänge gelegt werden muß um den Ausgang auf einen vorgegebenen Wert zu bringen, sie ist außerdem eine Funktion der Umgebungstemperatur. Die garantierte maximale Offset-Spannung wird durch Messungen bei folgenden Temperaturen und Ausgangsspannungen gezeigt:

Umgebungstemperatur (^{o}C)	Ausgangsspannung (Volt)
–55	1,8
0	1,5
25	1,4
70	1,2
125	1,0

(0, 25 und 70 ^{o}C gelten für die Serie 72. –55, 25 und 125 ^{o}C für die Serie 52).

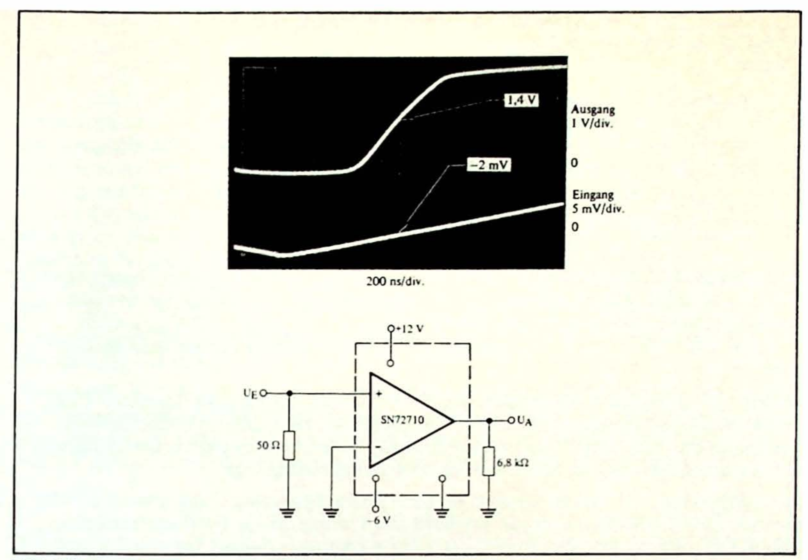


Bild 3.2
Messung der Offset-Spannung und Verstärkung eines SN 72710

Diese Ausgangspegel wurden gewählt, um die Anpassung an die Schaltschwelle der TTL-Logik bei diesen Temperaturen zu sichern.

Bild 3.2 zeigt die Eingangs- und Ausgangsspannungsformen eines SN 72710-Komparators, bei dem der invertierende Eingang an Masse und der nichtinvertierende Eingang an eine linear ansteigende Spannung gelegt wurde. Wenn die Ausgangsspannung den Pegel von 1,4 V erreicht hat, so ist die Eingangsspannung gleich der Offsetspannung. Aus *Bild 3.2* kann man die Offsetspannung mit etwa −2 mV entnehmen, die Spannungsverstärkung ist angenähert 1150 und die Empfindlichkeit $\Delta U_{E(min)}$ liegt bei 2,2 mV.

Andere Typen, insbesondere Empfänger für Datenleitungen werden häufig als Komparatoren verwendet. Die Spezifikationen für diese Bauteile enthalten normalerweise keine Angaben über Offsetspannungen und Empfindlichkeit. Der Hersteller gibt jedoch eine minimale Schaltspannung zwischen einem Eingang und Masse an, wobei der andere Eingang als Referenz geerdet ist. Diese Angabe enthält sowohl Offsetspannung wie Empfindlichkeit.

3.2.3
Ausgangsdaten

Obwohl einige Komparatoren ein TTL-Fanout (Ausgangsfächerung) von 10 oder mehr besitzen, können die meisten nur mit einem einzigen TTL-Eingang belastet

werden. Eine ausführliche Beschreibung der Ausgangsstufen wird die Gründe für diese Einschränkungen und Wege zur Erzielung optimaler Arbeitsbedingungen zeigen.

Im durchgesteuerten Zustand (Ausgang auf niedrigem Pegel U_{AL}) *Bild 3.3a*, fließt der Strom I_{AL}, der jedoch in seiner Größe begrenzt ist. Der Emitter von Q_2 liegt auf U_{BE}, das sind 0,7 V. An Q_3 entsteht ein weiterer Spannungsabfall U_{BE}, so daß man den resultierenden Strom I_{AL} wie folgt berechnen kann:

$$I_{AL} = \frac{U_{CC-} - 2U_{BE}}{1{,}77\ \mathrm{k\Omega}} = \frac{-6\mathrm{V} + 1{,}4\mathrm{V}}{1{,}77\ \mathrm{k\Omega}} = -2{,}6\ \mathrm{mA}$$

Dies entspricht nahezu dem für diesen Bauteil typischen Wert, wobei das negative Vorzeichen zeigt, daß es sich um einen in die Schaltung fließenden Strom (sink current) handelt. Der zugehörige Pegel von U_{AL} ist $U_{E(Q_2)} + U_{CE(sat)}$, oder (–0,7 V + 0,2 V) = –0,5 V, und entspricht dem typischen Wert aus dem Datenblatt.

Im log. "0"-Ausgangszustand kann der SN 72710 nur ein einziges Standard-TTL-Gatter steuern, welches maximal –1,6 mA benötigt. Die Ausgangsbelastbarkeit kann man erhöhen, indem man einen externen Widerstand zwischen den Ausgang des Komparators und der negativen Versorgungsspannung legt.

Im Zustand log. "1" des Ausganges ist die typische Spannung U_{AH} etwa 3,2 V für den SN 72710. Die Spannung an der Basis des Transistors Q_1 (pull-up transistor, *Bild 3.3b*) wird dargestellt durch $U_{AH} + U_Z + U_{BE(Q_1)}$, wobei U_Z = 6,2 V und $U_{BE(Q_1)}$ = 0,7 V. Die Basisspannung ist daher (3,2 + 6,2 + 0,7) = 10,1 V. Der re-

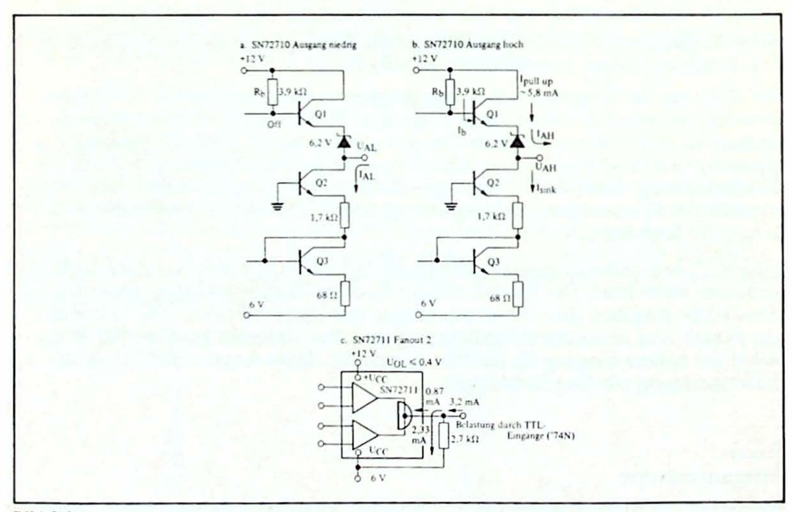


Bild 3.3
Komparator-Ausgangsschaltungen

sultierende Basisstrom ist

$$I_b = \frac{U_{CC+} - U_B}{R_b} = \frac{12\ V - 10{,}1\ V}{3{,}9\ k\Omega} = 0{,}488\ mA$$

Nimmt man ein typisches h_{FE} von 12 im gesättigten Zustand an, so ergibt sich für den maximalen Strom im Zustand log. "1" (0,488 mA) (12) = 5,8 mA. Es muß jedoch festgehalten werden, daß nur ein Teil dieses Stromes von 5,8 mA für die extern angeschlossene Schaltung zur Verfügung steht. Der restliche Strom fließt über Q_2 und Q_3 gegen U_{CC-} ab, da dieser Stromweg im Zustand log. "1" nicht abgeschaltet ist. Für den SN 72710 verbleibt für den Arbeitsstrom I_{AH} für die externe Schaltung die Differenz zwischen diesen beiden Strömen, d.h. 5,8 mA – 2,6 mA = 3,2 mA (*Bild 3.3b*). Diese 3,2 mA sind jedoch mehr als ausreichend, da für den Zustand log. "1" (I_{AH}) nur 40 μA für jeden TTL-Eingang erforderlich sind.

Ähnliche Berechnungen für den Komparator SN 72711 ergeben für I_{OL} 0,87 mA und für I_{AH} 4,3 mA.

Für den SN 72711 (*Bild 3.3c*) wird ein 2,7-kΩ-Widerstand vom Ausgang zur negativen Versorgungsspannung gelegt. Der sich ergebende Strom I_{AL} ist 3,2 mA bei einer maximalen Spannung U_{AL} von 0,4 V. Bei einer minimalen Spannung U_{AH} von 2,4 mA wird der sich ergenbende Strom I_{AH} auf 1,19 mA verringert.

3.2.4 Einschwingzeit

Die Einschwingzeit eines Komparators ist für den Benützer ein äußerst wichtiger Kennwert. Die Einschwingzeit wird durch die Amplitude und die Änderungsgeschwindigkeit des Eingangssignales beeinflußt. Da der Einfluß der Änderungsgeschwindigkeit von der Spannungsverstärkung des Komparators abhängt, soll nur die Auswirkung eines Spannungssprungs am Eingang untersucht werden. In der Prüfschaltung wird einer der Eingänge an eine Referenzspannung gelegt, die hoch genug ist um den Ausgang im Ruhezustand in die Sättigung zu steuern. Eine Spannung von 100 mV reicht für diesen Zweck. An den anderen Eingang wird ein Spannungssprung von 100 mV gelegt, dessen Anstiegszeit gegenüber der Signallaufzeit des Komparators zu vernachlässigen ist. Die Einschwingzeit eines Komparators ist definiert als die Zeit zwischen Anlegen der Sprungfunktion und dem Zeitpunkt, in dem die Ausgangsspannung die Schwellspannung der Logik (1,4 V für TTL bei 25 °C) überschreitet. Die Referenzspannung wurde anfangs so eingestellt, daß der Spannungsprung von 100 mV den Ausgang des Komparators von der Sättigung bis an die Grenze zum Umschalten treibt,um die Offsetspannung zu kompensieren und diesen Parameter bei der Messung auszuschalten. Das heißt, die Amplitude der Referenzspannung wird auf 100 mV abzüglich der Eingangs-Offset-Spannung eingestellt. Unter diesen Bedingungen erhält man jedoch noch keine realistischen Meßergebnisse für die Einschwingzeit. Es muß daher für sinnvolle Messungen die Referenzspannung so weit verringert werden, daß ein sicheres Schalten erfolgt. Weitere Variationen der Meßbedingungen beziehen sich auf die Übersteuerung. Eine Übersteuerung von 5 mV wird allgemein benützt, um die typische Einschwingzeit zu bestimmen. Die typische Einschwingzeit eines SN 72711 ist etwa 32 nsec wie *Bild 3.4* zeigt.

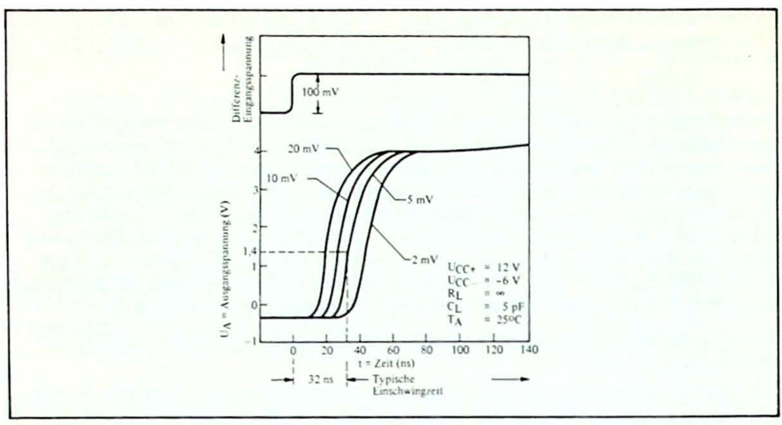


Bild 3.4
Form der Ausgangsspannung bei verschiedener Übersteuerung des Einganges für einen SN 72811

3.2.5
Maximale Eingangsspannung

Es gibt zwei verschiedene Arten der Grenzen der Eingangsspannung eines Komparators: Absolute Maximalwerte und empfohlene Werte. Der Hersteller gibt zunächst die absoluten Maximalwerte für die Eingangsspannungen an, bei denen keine Zerstörung der integrierten Schaltungen auftritt, jedoch keine Garantie für eine korrekte Arbeitsweise sind. Beispielsweise würde der SN 72710 bei einer Differenz-Eingangsspannung U_{ED} unter ± 5 V nicht zerstört werden, wobei die Eingangsspannungen U_E gegenüber Masse ± 7 V nicht überschreiten dürfen.

Man kann mit diesen Angaben das Gebiet des zerstörungsfreien Arbeitens mit diesen absoluten Maximalwerten abgrenzen (*Bild 3.5*). Innerhalb dieses Gebietes liegt der in *Bild 3.5* schraffierte Bereich der empfohlenen Eingangsspannungspegel, die für den SN 72710 $U_E \leqslant \pm 5$ V und $U_{ED} \leqslant \pm 5$ V sind. Der Betrieb des Komparators innerhalb dieser Grenzen sichert eine einwandfreie Funktion entsprechend seiner Spezifikationen.

3.2.6
Andere Parameter

Der Kompensator ähnelt sehr stark dem Differenz-Verstärker, so daß für ihn auch die anderen in Kapitel 2 definierten Parameter gelten:

- Eingangsruhestrom
- Eingangs-Differenzstrom
- Eingangs-Offset-Spannung
- Eingangs-Offset-Strom
- Gleichtaktunterdrückungs-Verhältnis

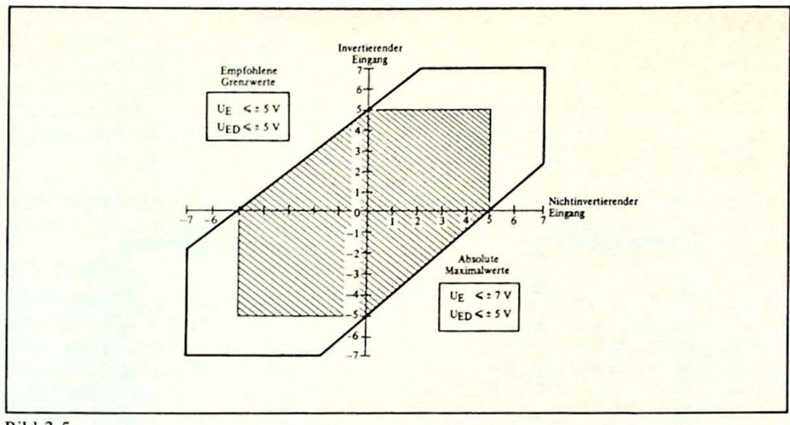


Bild 3.5
Eingangsspannungs-Bereiche des SN 72710

3.3
Beschreibung von Komparatoren

3.3.1
Komparatoren der ersten Generation

Ein Überblick über die Komparatoren der ersten Generation ist in *Tabelle 3.1* dargestellt. Die aufgeführten Schaltkreise beinhalten grundlegende Einkanal-Ausführungen, Schaltungen mit zwei unabhängigen Kanälen, sowie zwei Komparatoren mit gemeinsamem Ausgang. Schaltungen mit Strobe-Eingängen (d.h. Eingänge, mit denen ein Abschalten des Komparators möglich ist = inhibit strobes) als auch solche ohne, sind aufgeführt. Wenn eine verbesserte Version eines Komparators vorhanden ist, wird die ursprüngliche Ausführung zuerst aufgeführt.

	Grundlegende Einkanal-Komparatoren	Komparatoren mit zwei unabhängigen Kanälen	Zweikanal-Komparatoren mit gemeinsamem Ausgang
Ohne Strobe-Eingänge	SN 72710 SN 72810	SN 72720 SN 72820	
Mit Strobe-Eingängen	SN 72510	SN 72514	SN 72711 SN 72811

Tabelle 3.1
Allzweck-Komparatoren

Die Komparatoren in den vertikalen Spalten haben identische Funktionsschaltbilder und Anschlußbelegung mit Ausnahme der Strobe-Anschlüsse. Beispielsweise wird der SN 72710, SN 72810 und SN 72510 in den in *Bild 3.6* dargestellten Gehäusen angeboten, ist aber ebenso im FA-, JP-, P- und L-Gehäuse erhältlich. Der SN 72720, SN 72820 und SN 72514 (*Bild 3.7*) sowie der SN 72711 und SN 72811 (*Bild 3.8*) haben dieselbe Anordnung im J- und P-Gehäuse. Die Gehäuse FA und L sind ebenso für den SN 72711 und SN 72811 erhältlich.

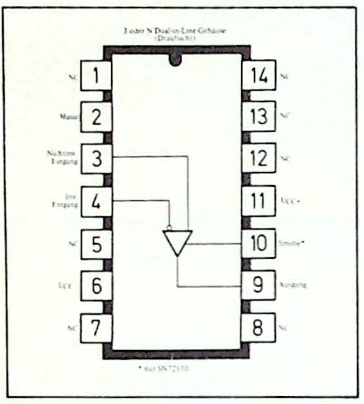


Bild 3.6
Funktionsschaltbild und Anschlußbelegung des SN 72710, SN 72810 und SN 72510

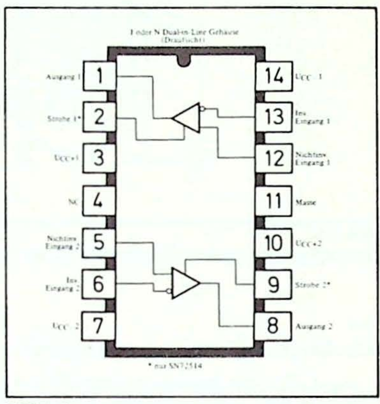


Bild 3.7
Funktionsschaltbild und Anschlußbelegung des SN 72720, SN 72820 und SN 72514

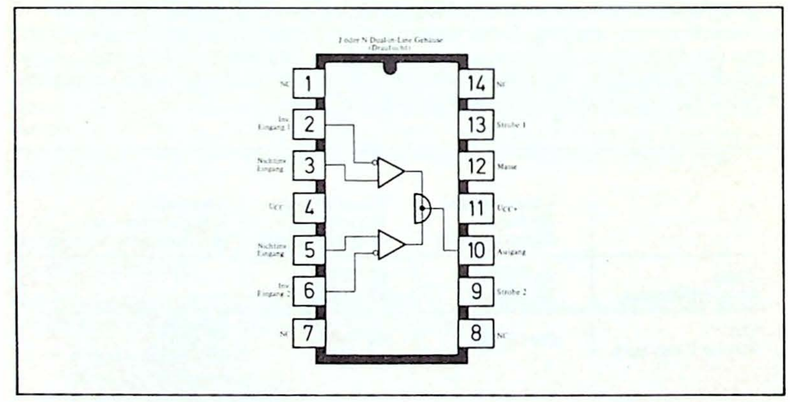


Bild 3.8
Funktionsschaltbild und Anschlußbelegung des SN 72711 und SN 72811

SN 72710

Dieser Komparator (*Bild 3.9*) ist einer der wichtigsten grundlegenden Typen. Er ist einfach in der Anwendung und kann in den meisten Systemen TTL-Signale mit wenigen oder ohne externe Komponenten liefern. Seine niedrige Spannungsverstärkung (minimal 500) hat eine verringerte Genauigkeit (siehe *Bild 3.2*) gegenüber anderen Komparatoren zur Folge. Auch unter ungünstigsten Bedingungen liefert der SN 72710 geeignete TTL-Ausgangspegel mit einem Differenz-Eingangssignal von nur ± 5 mV. Die Tatsache, daß eine bessere Stabilität mit einer Schaltung mit kleinerer Verstärkung (d.h. geringerer Empfindlichkeit) zu erzielen ist, sollte bei der Auswahl der entsprechenden integrierten Schaltung berücksichtigt werden.

SN 72810

Diese integrierte Schaltung (*Bild 3.10*), welche die völlig gleiche Anschlußbelegung wie der SN 72710 besitzt, ist eine verbesserte Ausführung hinsichtlich Schaltgeschwindigkeit und Verstärkung. Die Spannungsverstärkung ist mindestens 8.000, wodurch sich eine bessere Empfindlichkeit bei kleinen Signalen und eine höhere Genauigkeit der Schaltschwelle ergibt.

SN 72510

Es ist manchmal zweckmäßig, den Ausgang eines Komparators im Zustand log. "0" unabhängig von den Eingangsbedingungen zu halten. Der SN 72510 (*Bild 3.10*) ist in seinen Daten mit dem SN 72810 identisch, besitzt jedoch einen Strobe-Eingang der im Zustand log. "0" den Ausgang des Komparators ebenfalls auf "0" hält.

SN 72720

Der SN 72720 (*Bild 3.11*) besteht aus zwei sehr schnellen Komparatoren in einem

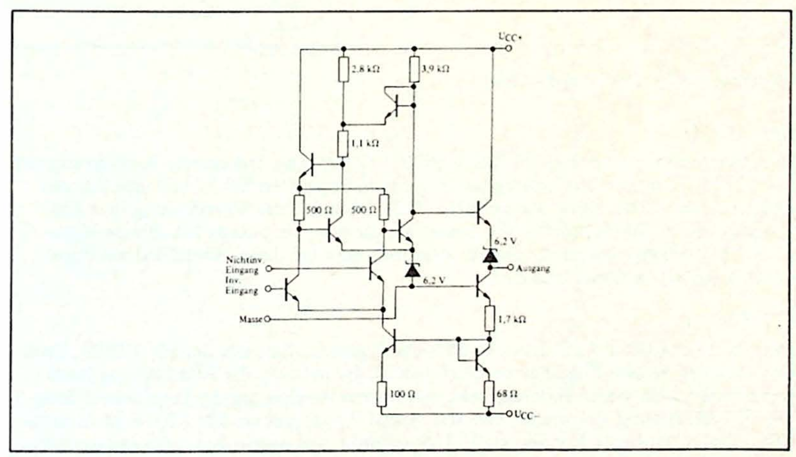


Bild 3.9
Schaltung des SN 72710

gemeinsamen Gehäuse, von denen jeder mit dem SN 72710 elektrisch identisch ist. Eine getrennte Stromversorgung U_{CC} für jeden Kanal sichert eine bessere Trennung und bringt eine verringerte Verlustleistung, falls ein Kanal nicht benötigt wird.

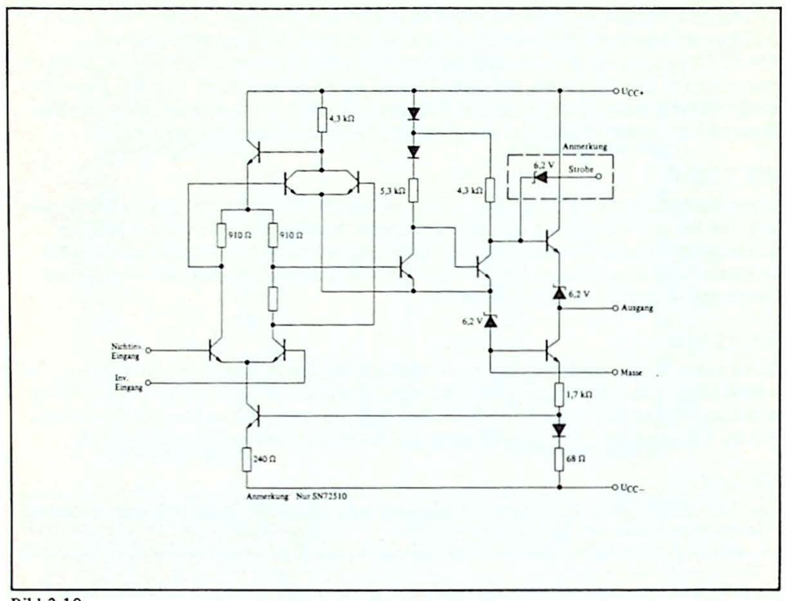


Bild 3.10
Schaltung des SN72810 und SN 72510

SN 72820

Der Zweifach-Komparator SN 72820 (*Bild 3.12*) ist eine verbesserte Ausführung des SN 72720. Er entspricht funktionsmäßig einem doppelten SN 72810 und hat die gleiche Anschlußbelegung wie der SN 72720. Seine höhere Verstärkung und Eingangsempfindlichkeit machen ihn besonders geeignet für präzise Maximum-Minimum-Spannungsdetektoren oder für Anwendungen bei denen verschiedene Pegel exakt angezeigt werden müssen.

SN 72514

Der SN 72514 (*Bild 3.12*) hat sehr ähnliche Eigenschaften wie der SN 72820. Zwei unabhängige Strobe-Eingänge erlauben jedoch die individuelle Abschaltung jedes Komparators. In vielen Datenaufnehmern ist sowohl eine präzise Pegelfeststellung wie Kanaltrennung gewünscht. Mit den Strobe-Eingängen des SN 72514 ist es möglich, einen oder beide Kanäle mit TTL-Standard-Logikpegeln aus- oder einzuschalten, wodurch die Aufnahme ankommender Signale nur während vorbestimmter Zeitintervalle möglich ist.

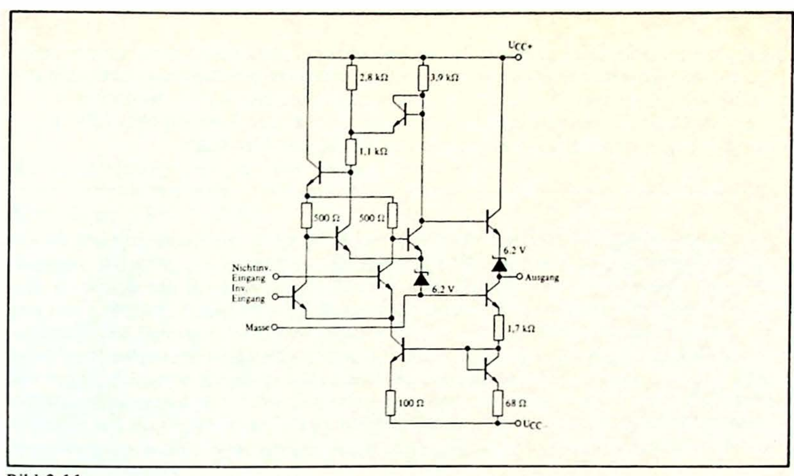


Bild 3.11
Schaltbild des SN 72720

UCC+
4,3 kΩ
Anmerkung
6,2 V
Strobe
5,3 kΩ
4,3 kΩ
910 Ω
910 Ω
6,2 V
Ausgang
100 Ω
6,2 V
Nichtinv. Eingang
Inv. Eingang
Masse
1,7 kΩ
240 Ω
68 Ω
UCC−
Anmerkung: Nur SN 72514

Bild 3.12
Schaltbild des SN 72820 und SN 72514

SN 72811

Diese integrierte Schaltung (*Bild 3.13*) ist ein schneller Zweikanal-Komparator mit Differenz-Eingängen und einem gemeinsamen niederohmigen Ausgang. Unabhängige Strobe-Eingänge sperren bei log. "0" den entsprechenden Kanal. Wenn beide Strobe-Eingänge auf niedrigem Potential liegen, so liegt der Ausgang ebenfalls auf niedrigem Pegel, unabhängig vom Zustand der Differenz-Eingänge.

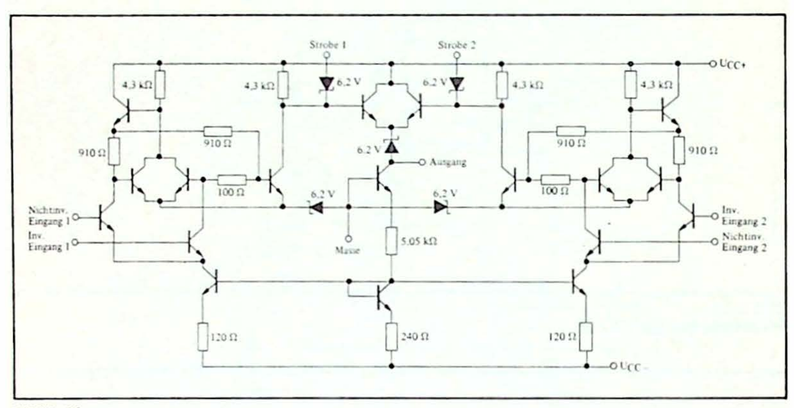


Bild 3.13
Schaltbild des SN 72711

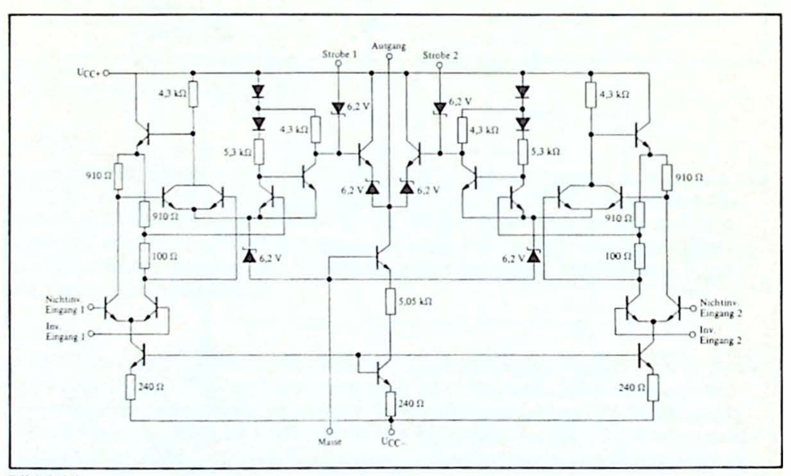


Bild 3.14
Schaltbild des SN 72811

SN 72811

Dieser Schaltkreis (*Bild 3.14*) hat dieselbe Anschlußbelegung wie der SN 72711, besitzt jedoch eine höhere Verstärkung zur Verbesserung der Genauigkeit.

3.3.2
Komparatoren der zweiten Generation

SN 52106 / SN 72306

Dieser Komparator (*Bild 3.15*) zeichnet sich durch Differenz-Eingänge, einen niederohmigen Ausgang mit hohem Ausgangsstrom (100 mA) und zwei Strobe-Eingängen aus. Er wurde zur direkten Steuerung von Digitalschaltungen oder hohen Belastungen wie Lampen, Relais und LED-Anzeigen ausgelegt. Es sind Schutz gegen Kurzschluß sowie Strombegrenzung vorgesehen. Ein niederer Pegel an jedem Strobe-Eingang bewirkt einen hohen Ausgangspegel unabhängig von den Eingangsbedingungen. Wenn beide Strobe-Eingänge offen sind oder auf hohem Pegel liegen, so wird die Ausgangsspannung durch die Differenz-Eingangsspannung gesteuert. Die Schaltung arbeitet mit einer positiven Versorgungsspannung von 12 V, die negative Speisespannung kann ohne wesentliche Änderungen der Eigenschaften zwischen –3 V und –12 V liegen.

Zusätzlich zu den Gehäuseformen in *Bild 3.16* ist der SN 52106/SN 72306 in den Gehäusen FA, JP, P und L erhältlich.

SN 72506

Diese Schaltung (*Bild 3.16*) ist die Zweikanal-Ausführung des SN 72306.

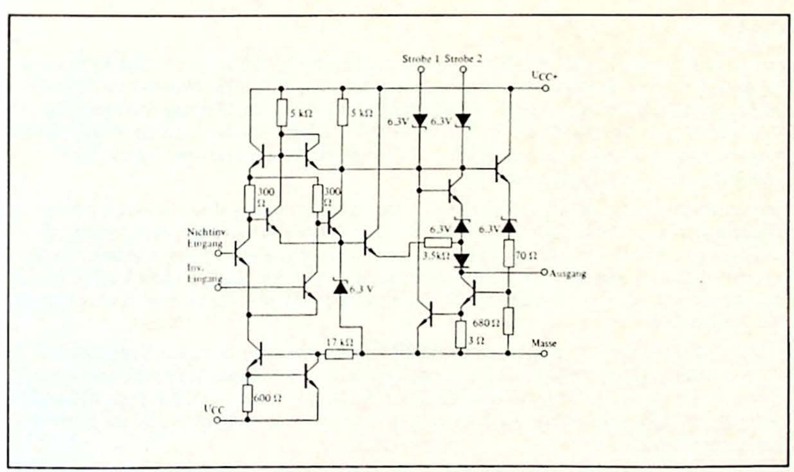


Bild 3.15
Schaltbild des SN 52106/SN 72306

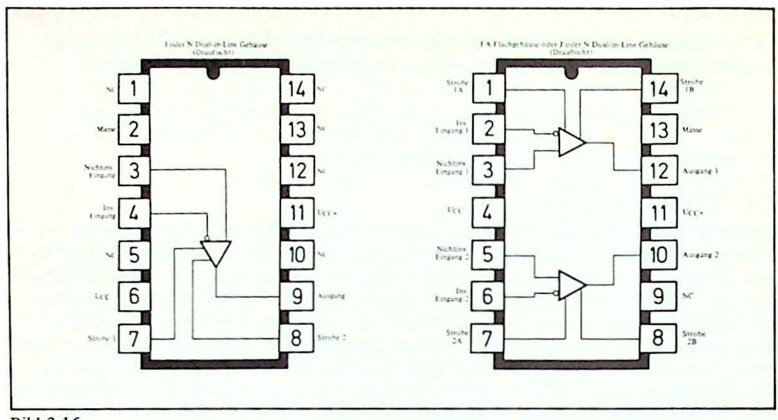


Bild 3.16
Funktionsschaltbild und Anschlußbelegung für den SN 52106/72306 und SN 72506

SN 52111/SN 72311

Dieser Komparator (*Bild 3.17*) besitzt eine außerordentlich hohe Verstärkung von typisch 200.000. Er wurde für den Anschluß an verschiedenste Stromversorgungsgeräte ausgelegt, die sowohl die typischen Stromquellen für Operationsverstärker mit ± 15 V und die einzelne 5 V-Stromquelle für Logiksysteme umfassen. Die Schaltung ist relativ langsam im Vergleich zu den meisten Komparatoren, seine Einschwingzeit beträgt typisch 165 ns.

Diese integrierte Schaltung kann direkt Lampen oder Relais steuern und verträgt Spannung bis zu 50 V bei Strömen bis 50 mA. Sowohl Kollektor- wie Emitteranschlüsse sind getrennt herausgeführt und können unabhängig von der Masse des Systems geschaltet werden. Die Ausgänge können auf Masse, U_{CC+} oder U_{CC-} bezogen werden. Andere Vorzüge der Schaltung sind die Strobe-Möglichkeit und Offset-Kompensation.

Die Anschlüsse für die Offset-Kompensation gestatten eine extreme Genauigkeit für kritische Signaldetektoren. Die Ausgänge mehrerer Schaltungen können in der Form einer Wired-OR (verdrahtete-ODER) -Funktion verbunden werden. Obwohl diese Schaltung etwas langsamer als andere Komparatoren arbeitet, ist sie schwingungsempfindlich.

Zusätzlich zu den Gehäusetypen in *Bild 3.17* ist der SN 52111/SN 72311 in den Gehäusen FA, JP, P und L erhältlich.

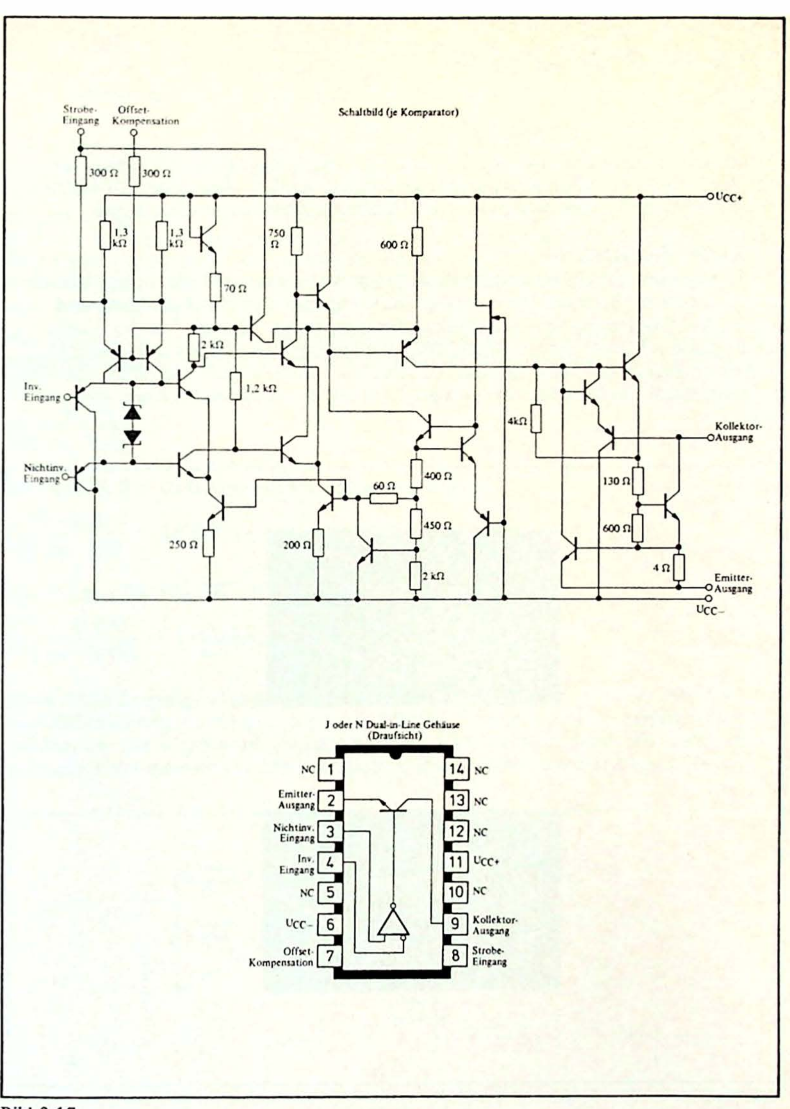


Bild 3.17
Schaltung, Funktionsschaltbild und Anschlußbelegung des SN 52111/SN 72311

3.4
Anwendung von Komparatoren

3.4.1
Vorsichtsmaßnahmen bei der Anwendung

Zusätzlich zu den Absolutwerten für Eingangs- und Ausgangs-Spannungen und -Ströme, wie sie für jeden Komparator spezifiziert werden, sind einige Probleme zu beachten, die bei der Anwendung von Komparatoren auftreten können.

Eingangs- Anstiegszeit

Der Komparator ist grundsätzlich ein Differenz-Verstärker mit sehr hoher Verstärkung bei offener Schleife. Der Ausgang des Komparators soll in Spannung und Strom den Eingängen von TTL-Schaltungen entsprechen. Dieser Typ der Logikschaltungen erfordert jedoch Schaltzeiten von weniger als 150 nsec um korrekt und ohne ungewollte Schwingungen zu schalten. Daher ist es erforderlich, daß das Eingangssignal des Komparators genügend schnell ist um dieses Problem zu vermeiden.

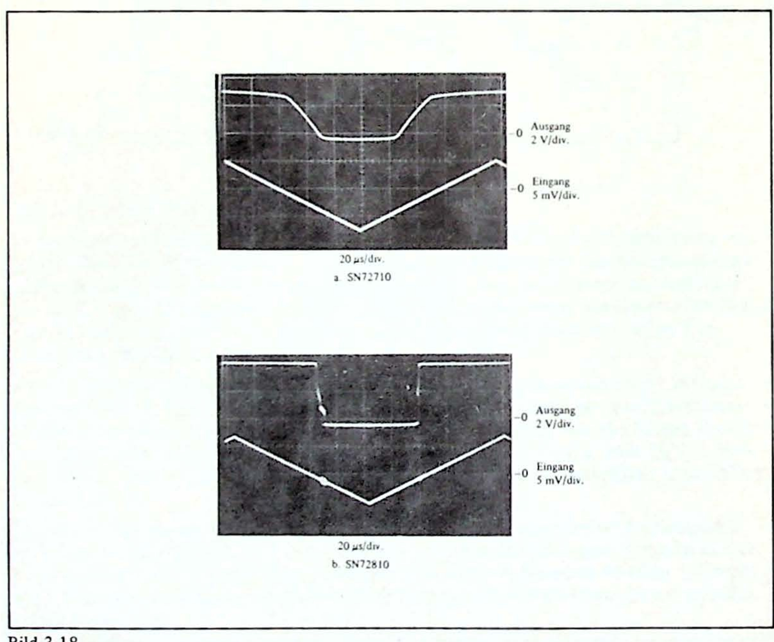


Bild 3.18
Verlauf der Ausgangsspannung eines SN 72710 und SN 72810 mit einer Sägezahnspannung am Eingang

Bild 3.18a zeigt die Ausgangsspannung eines SN 72710 bei Ansteuerung durch eine Sägezahnspannung mit einer Anstiegsgeschwindigkeit von etwa 0,1 mV/µsec. Die Anstiegs- und Abfallzeiten zwischen 0,8 V und 2 V betragen etwa 10 µsec. Bei dieser Betriebsart kann vom Ausgang des Komparators keine TTL-Schaltung betrieben werden.

Bild 3.18b zeigt einen SN 72810 unter denselben Arbeitsbedingungen. Da die Verstärkung höher ist, so ist auch die Schaltgeschwindigkeit größer und die Anstiegszeit scheint für TTL-Schaltungen geeignet zu sein. Es treten jedoch mehrere Schwingungen während des Schaltvorganges auf, da das Eingangssignal zu lange in dem Bereich der hohen und linearen Verstärkung des Komparators verbleibt. Die erforderlichen Eingangsbedingungen müssen für eine einwandfreie Ausgangsfunktion des Komparators so beschaffen sein, daß das Ausgangssignal sich in 150 nsec oder weniger zwischen 0,8 V und 2 V ändert.

Mit der für den Komparator bekannten Mindestverstärkung V_{OL} muß sich das Eingangssignal mindestens mit einer Geschwindigkeit ändern, die sich wie folgt errechnet:

$$\frac{2\ \text{V} - 0{,}8\ \text{V}}{150\ \text{ns} \cdot V_{OL}}$$

Für den SN 72710 ist diese Mindestgeschwindigkeit

$$\frac{2\ \text{V} - 0{,}8\ \text{V}}{150\ \text{ns} \cdot 500} = 16\ \text{mV}/\mu\text{s}$$

und für den SN 72810

$$\frac{2\ \text{V} - 0{,}8\ \text{V}}{150\ \text{ns} \cdot 8000} = 1\ \text{mV}/\mu\text{s}$$

Wenn diese Eingangsbedingungen nicht erfüllt werden, so ist es immer möglich eine Mitkopplung einzufügen oder eine Schmitt-Trigger-Anordnung (*Bild 3.19*) zu wählen, um die Schaltgeschwindigkeit für den Eingang zu erhöhen. Die dabei entstehende Hysterese macht den Komparator jedoch etwas weniger empfindlich.

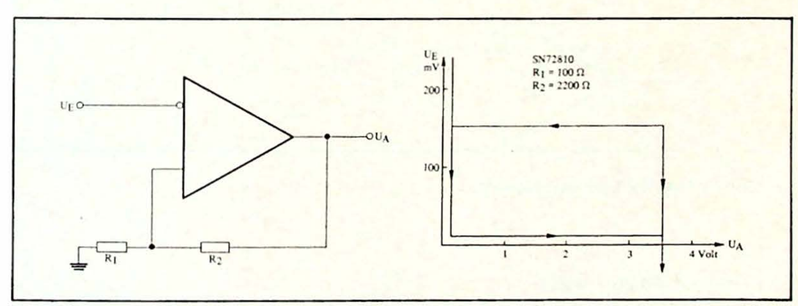


Bild 3.19
Einführung einer Hysterese zur Vermeidung von Schwingungen

Impedanz der Steuerquelle

Der Eingangsruhestrom eines Komparators liegt meistens bei der Größenordnung von 10 μA. Wenn die Differenz-Eingangsspannung den Komparator schaltet, so fließt dieser Eingangsstrom in einen der Eingänge und ist am anderen Ausgang Null. Wenn die Impedanz der Steuerquelle nicht vernachlässigbar ist, so wird die Verstärkung durch die Rückkopplung verringert und es können wilde Schwingungen auftreten.

Bild 3.20 zeigt diese Erscheinung bei einem SN 72810. Der Komparator wird durch eine Sägezahnspannung gesteuert, welche die geforderte Mindestgeschwindigkeit von 1 mV/μs besitzt. Die obere Kurve zeigt das Verhalten des Komparators mit einer Impedanz der Steuerquelle von 50 Ω. Die untere Kurve zeigt die Ausgangsspannung desselben Komparators mit einer Impedanz der Steuerquelle von 10 kΩ. Der erste Schaltvorgang erscheint hier früher, da der Eingangsruhestrom eine zusätzliche Offset-Spannung bewirkt. Die anschließenden Schwingungen machen diese Schaltungsanordnung ungeeignet für Eingangsspannungen mit niederer Anstiegsgeschwindigkeit.

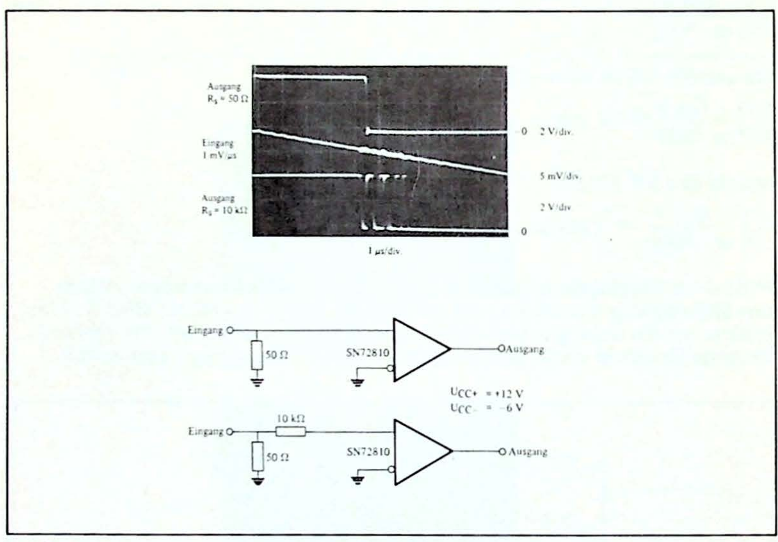


Bild 3.20
Einfluß der Impedanz der Steuerquelle

3.4.2 Typische Anwendungen

Das Anwendungsgebiet für Komparatoren ist sehr groß. Komparatoren werden immer dann verwendet, wenn eine Entscheidung bezüglich der Amplitude einer Span-

nung zu fällen ist. Die folgenden Anwendungen von Komparatoren sind nur wenige Beispiele für die vielseitigen Einsatzmöglichkeiten dieser Schaltungen.

Rotationsanzeige mit Magnetfühlern

Eine Anwendung, bei der die Impedanz der Steuerquelle nicht zu vernachlässigen ist, zeigt *Bild 3.21*. Eine Rotationsanzeige mit magnetischen Fühlern bestimmt die Steuerquellen-Impedanz. Die Spannung U_A, die bei der Rotation des Zylinders entsteht, liefert nach der Integration mit C ein relativ hochohmiges Signal B mit verhältnismäßig kleiner Anstiegsgeschwindigkeit. Es ist deshalb erforderlich, daß mit A_1 eine Impedanztransformation mit oder ohne Verstärkung erfolgt um den Spannungsvergleich mittels A_2 zu ermöglichen, dessen Ausgang die Rotation oder den Stillstand des Zylinders anzeigt. Es ist zu beachten, daß einige Gegenkopplung bei dem Komparator verwendet wird um die Stabilität zu erhöhen.

Quarzgesteuerter Generator für Logiksignale

Bild 3.22 zeigt einen quarzgesteuerten Oszillator, dessen Ausgangspegel TTL-kom-

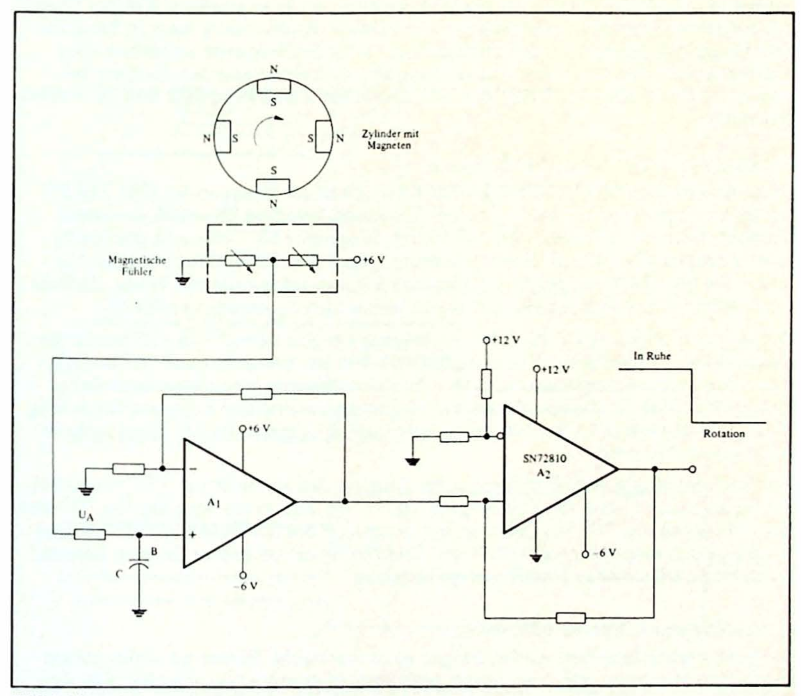


Bild 3.21
Rotationsanzeige mit Magnetfühlern

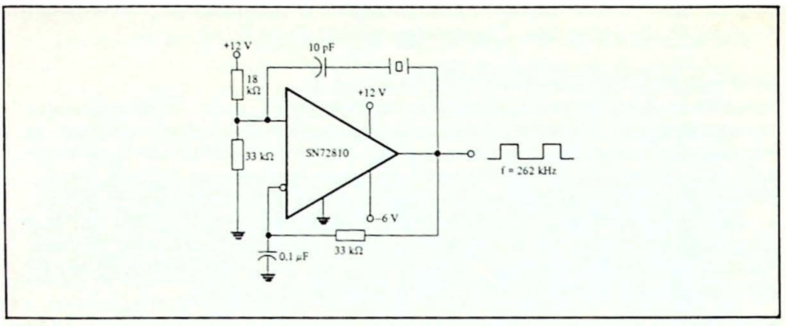


Bild 3.22
Quarzgesteuerter Generator für Logiksignale

patibel ist. Die RC-Schaltung für die Mitkopplung wurde so gewählt, daß der Quarz nur auf seiner Grundfrequenz schwingt. Ein kleiner Kondensator liegt in Serie mit dem Quarz wie gezeigt, um den Oszillator auf seine Sollfrequenz zu ziehen. Das Tastverhältnis wird durch die Vorspannung am nichtinvertierenden Eingang bestimmt. Mit dem SN 72810 läßt sich eine maximale Arbeitsfrequenz von ca. 5 MHz erreichen.

Spannungs- und Polaritätsdetektor

Diese Anwendung (*Bild 3.23*) verbindet einen Zweifach-Komparator (SN 72820) mit einem Sägezahngenerator, 1/3 eines Sechsfach-Inverters SN 7404, 1/4 eines Vierfach-Exclusiv-ODER-Gatters mit je zwei Eingängen SN 7486 und der Hälfte eines Flipflops SN 7474 zu einem Spannungspegel- und Polaritäts-Detektor. Ein Kanal des SN 72820 vergleicht die Eingangs-Sägezahnspannung mit Masse als Referenz, während der andere diese mit der zu messenden Spannung vergleicht.

Wie in *Bild 3.23* gezeigt wird, geht der Ausgang des Exclusiv-ODER-Gatters in den Zustand log. "1" wenn ein Komparator geschaltet hat und kehrt auf "0" zurück, wenn der andere Komparator schaltet. Die sich ergebende Impulsbreite ist daher ein direktes Maß für die Amplitude der Eingangsspannung und kann zur Steuerung eines Zählers verwendet werden, wenn eine digitale Anzeige für die Eingangsspannung gewünscht wird.

Das flankengetriggerte D-Flipflop hat am Ausgang den Zustand log. "1", wenn der D-Eingang log. "1" und der Takteingang log. "1" ist. Es hat am Ausgang log. "0" wenn der D-Eingang log. "0" ist. Daher ist der Ausgang P des SN 7474 log. "0" für eine Eingangsspannung mit positivem Pegel. Diese Information kann man zum Steuern eines Vorzeichens einer Digitalanzeige benutzen.

Grundlegender Fenster-Detektor

In vielen meßtechnischen Anwendungen ist es erwünscht, Parameter unter einem gegebenen Minimum oder über einem gegebenen Maximum festzustellen. Ein derartiger Minimum-Maximum-Detektor wird auch als Fenster-Detektor oder Fenster-Diskriminator bezeichnet. Ein Zweifach-Komparator mit gemeinsamem Ausgang

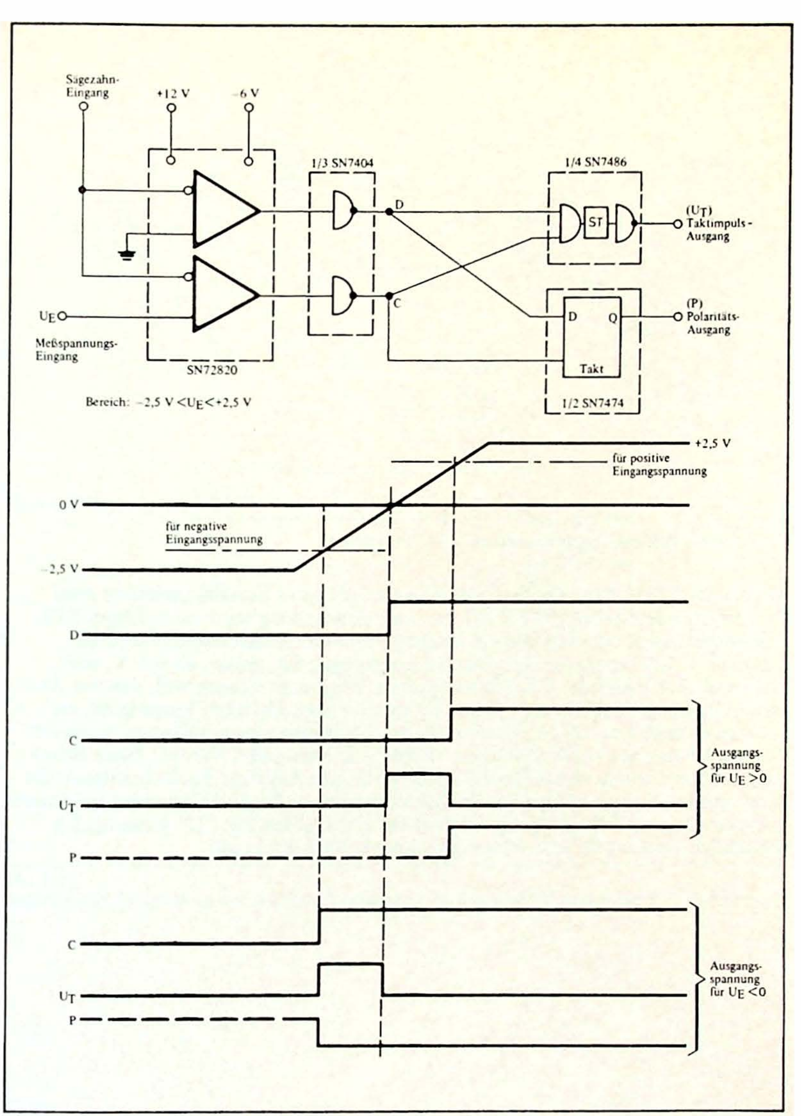
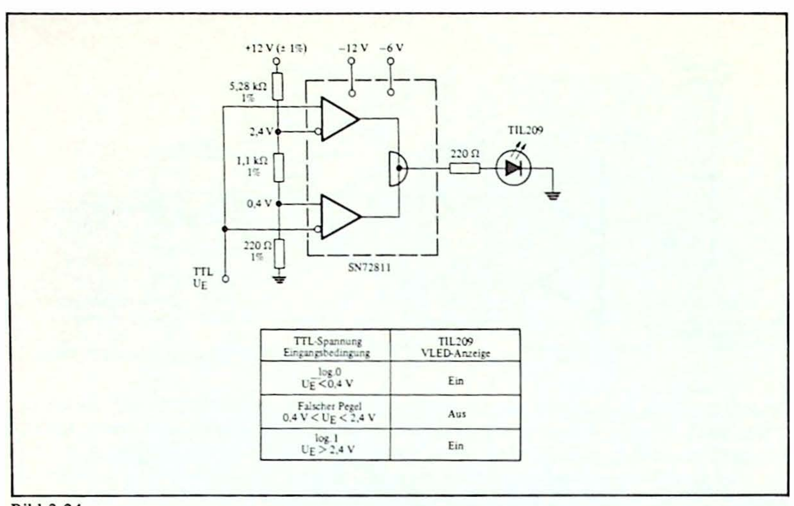


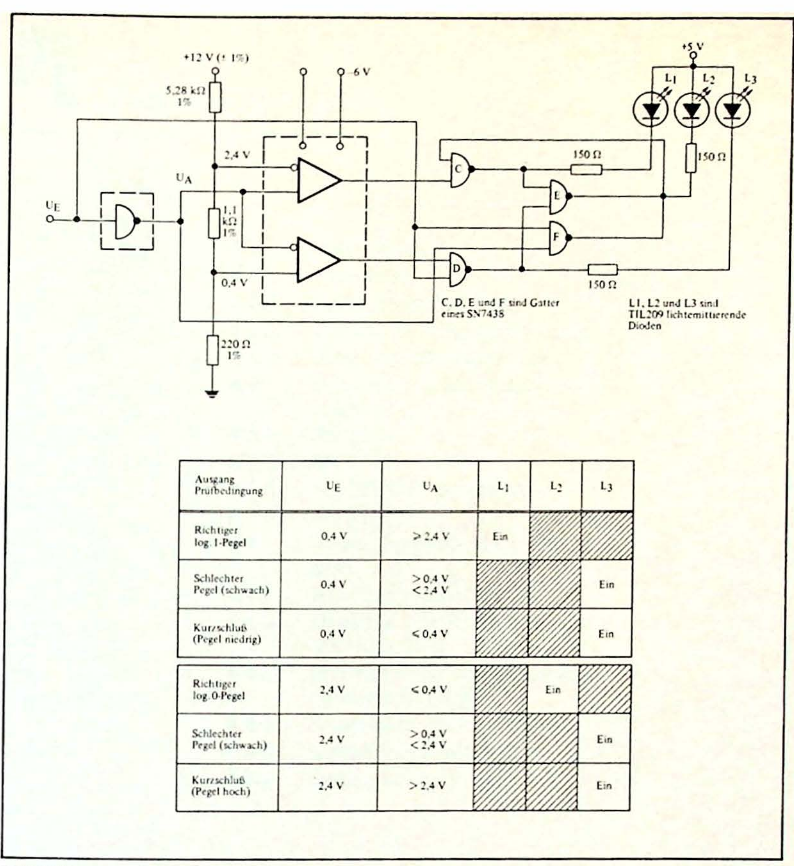
Bild 3.23
Spannungs- und Polaritätsdetektor



TTL-Spannung Eingangsbedingung	TIL209 VLED-Anzeige
log.0 $U_E < 0{,}4$ V	Ein
Falscher Pegel $0{,}4\ V < U_E < 2{,}4$ V	Aus
log.1 $U_E > 2{,}4$ V	Ein

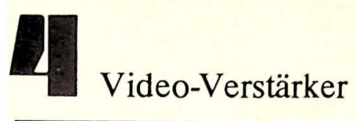
Bild 3.24
Detektor zur Prüfung des einwandfreien TTL-Logikpegels

wie der SN 72811 kann die An- oder Abwesenheit eines Signales zwischen zwei Grenzwerten feststellen (*Bild 3.24*). In dieser Anwendung wird ein richtiger TTL-Logikpegel (hoch oder niedrig) am Eingang durch das Aufleuchten einer LED-Diode (TIL 209) angezeigt. Ein falscher Logikpegel, d.h. größer als 0,4 V, aber kleiner als 2,4 V läßt die TIL 209 verlöschen. Wenn man sichern will, daß der Ausgangs-Logikpegel des Gatters korrekt für seinen entsprechenden Eingang ist, als auch zu entscheiden, ob die Amplituden der Logikspannungen stimmen, kann ein Zweifach-Komparator SN 72820 wie in *Bild 3.25* verwendet werden. Diese Schaltung zeigt an, ob das zu prüfende NAND-Gatter den Angaben des Datenblattes für Ausgangs-Logikpegel entspricht. Die lichtemittierende Diode L_1 leuchtet bei einem korrekten log. "1"-Ausgang. L_2 leuchtet bei einem guten log. "0"-Ausgang. L_3 schließlich leuchtet für jede fehlerhafte Arbeitsweise der Logik.



Ausgang Prüfbedingung	U_E	U_A	L_1	L_2	L_3
Richtiger log. 1-Pegel	0,4 V	> 2,4 V	Ein		
Schlechter Pegel (schwach)	0,4 V	> 0,4 V < 2,4 V			Ein
Kurzschluß (Pegel niedrig)	0,4 V	< 0,4 V			Ein
Richtiger log. 0-Pegel	2,4 V	< 0,4 V		Ein	
Schlechter Pegel (schwach)	2,4 V	> 0,4 V < 2,4 V			Ein
Kurzschluß (Pegel hoch)	2,4 V	> 2,4 V			Ein

Bild 3.25
Prüfgerät zur Feststellung des richtigen Logikpegels am Ein- und Ausgang einer TTL-Schaltung



4 Video-Verstärker



Video-Verstärker

4.1 Allgemeines

Einen Video-Verstärker kann man allgemein als einen Differenzverstärker bezeichnen, der eine große Bandbreite bei offener Schleife besitzt. Seine idealen Eigenschaften stimmen mit denen eines idealen Operationsverstärkers überein: Unendlich hoher Eingangswiderstand und Verstärkung, Ausgangswiderstand und Offset Null.

Die wesentlichsten Unterschiede zwischen einem Operationsverstärker und einem Video-Verstärker liegen in der Bandbreite und der Gleichstromverstärkung. Die 3-dB-Bandbreite eines typischen Operationsverstärkers liegt bei 100 kHz, für einen Video-Verstärker kann sie dagegen bei 100 MHz liegen. Umgekehrt beträgt die Gleichstromverstärkung des Operationsverstärkers 100 dB gegenüber 40 dB bei einem Video-Verstärker. Die meisten Video-Verstärker arbeiten nur mit offener Schleife, da ihre internen Phasenverschiebungen keine Verstärkungsregelung durch Gegenkopplungen gestattet. Video-Verstärker haben im Gegensatz zu Operationsverstärkern einen verhältnismäßig kleinen Ausgangsspannungshub, der bei hohen Frequenzen auf wenige Volt begrenzt ist.

Die Eingangsstufe der meisten integrierten Video-Verstärker besteht aus dem grundlegenden emittergekoppelten Differenzverstärker, der mit einer Konstantstromquelle verbunden ist. Tatsächlich enthielten alle früheren Video-Verstärker nur wenig mehr als diese drei Transistoren, einige integrierte Widerstände und

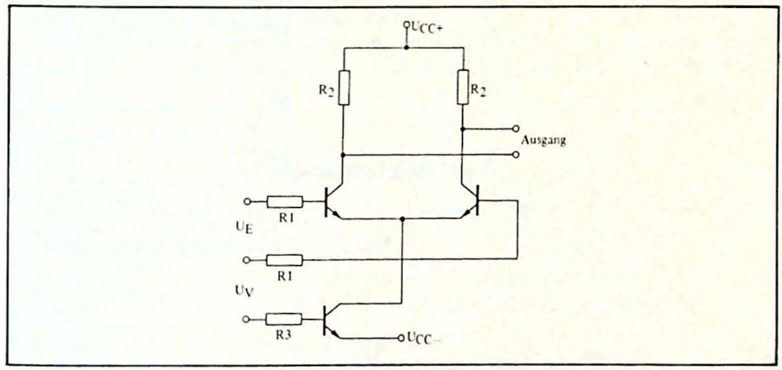


Bild 4.1
Grundlegender Video-Verstärker

Dioden, wobei alle Anschlüsse dieser Komponenten nach außen geführt wurden, um sie extern zu verbinden. Eine typische Anordnung zeigt *Bild 4.1*. Die Eingangsvorspannung kann so eingestellt werden, daß sich ein symmetrischer Spannungshub in Bezug auf Masse ergibt.

4.2 Parameter

Die Parameter von Video-Verstärkern sind denen von Operationsverstärkern und Komperatoren sehr ähnlich. Die folgenden Parameter sind besonders für Video-Verstärker anwendbar.

4.2.1 Spannungsverstärkung

Video-Verstärker haben Differenz-Eingänge und -Ausgänge. Die Spannungsverstärkung ist definiert als das Verhältnis der Änderung der Differenz-Ausgangsspannung zur Änderung der Differenz-Eingangsspannung (*Bild 4.2*).

4.2.2 Gleichtakt-Ausgangsspannung

Wenn die Eingänge geerdet sind, so befinden sich die Ausgänge auf bestimmten Gleichspannungspegeln gegenüber Masse. Der Mittelwert dieser beiden Gleichspannungen am Ausgang ist die Gleichtakt-Ausgangsspannung.

4.2.3 Ausgangs-Offsetspannung

Unter denselben Bedingungen (*Bild 4.3*) ist die Differenz zwischen den beiden Gleichspannungspegeln am Ausgang als Ausgangs-Offsetspannung definiert. Diese Offsetspannung kann auf den Eingang bezogen werden, wenn man sie durch die Spannungsverstärkung der Schaltung dividiert.

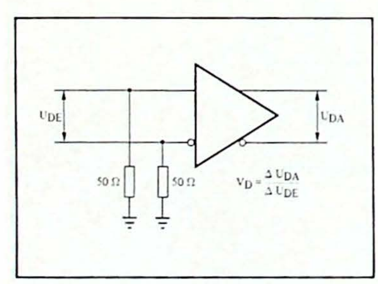


Bild 4.2
Differenzspannungs-Verstärker

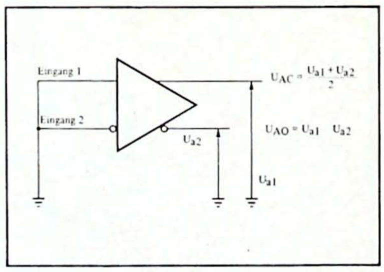


Bild 4.3
Gleichtakt- und Offset-Spannungen

4.3 Beschreibung von Video-Verstärkern

4.3.1 SN 7510

Bei einer 3-dB-Bandbreite von 40 MHz hat dieser grundlegende Video-Verstärker (*Bild 4.4*) eine Spannungsverstärkung von wenigstens 60. Sein Eingangs- und Ausgangswiderstand sind typisch 6000 Ω bzw. 30 Ω, seine Bandbreite reicht von Gleichspannung bis über 100 MHz.

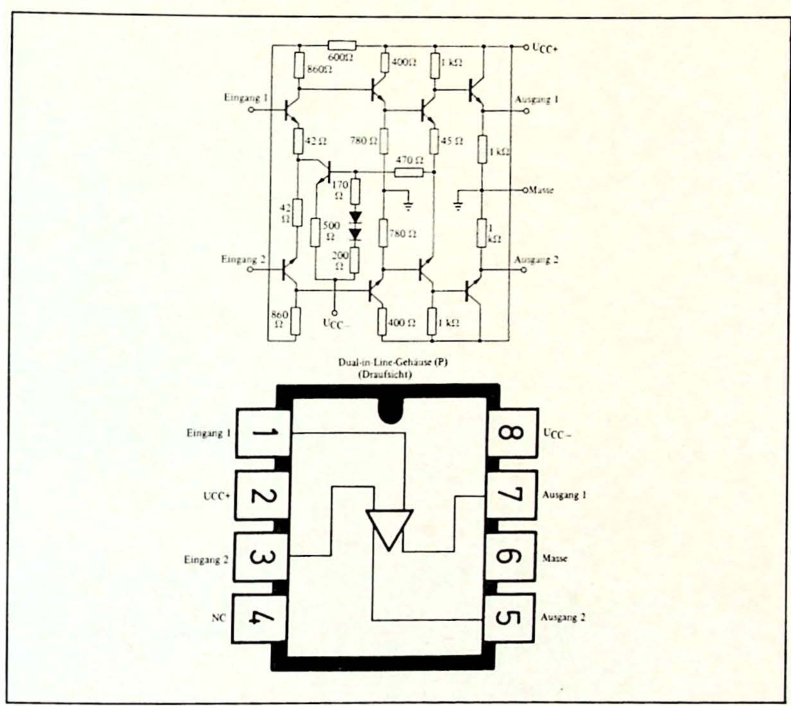


Bild 4.4
Schaltbild und Anschlußbelegung des SN 7510

4.3.2 SN 7512

Dieser Video-Verstärker bietet verbesserte Eigenschaften gegenüber dem SN 7510. Seine 3-dB-Bandbreite ist 80 MHz bei einer Verstärkung von wenigstens 200. Der

typische Eingangs- und Ausgangswiderstand beträgt 6000 Ω bzw. 35 Ω. Anschlüsse zur Offset-Kompensation gestatten eine Korrektur der Differential-Offsetspannung mittels eines externen Potentiometers.

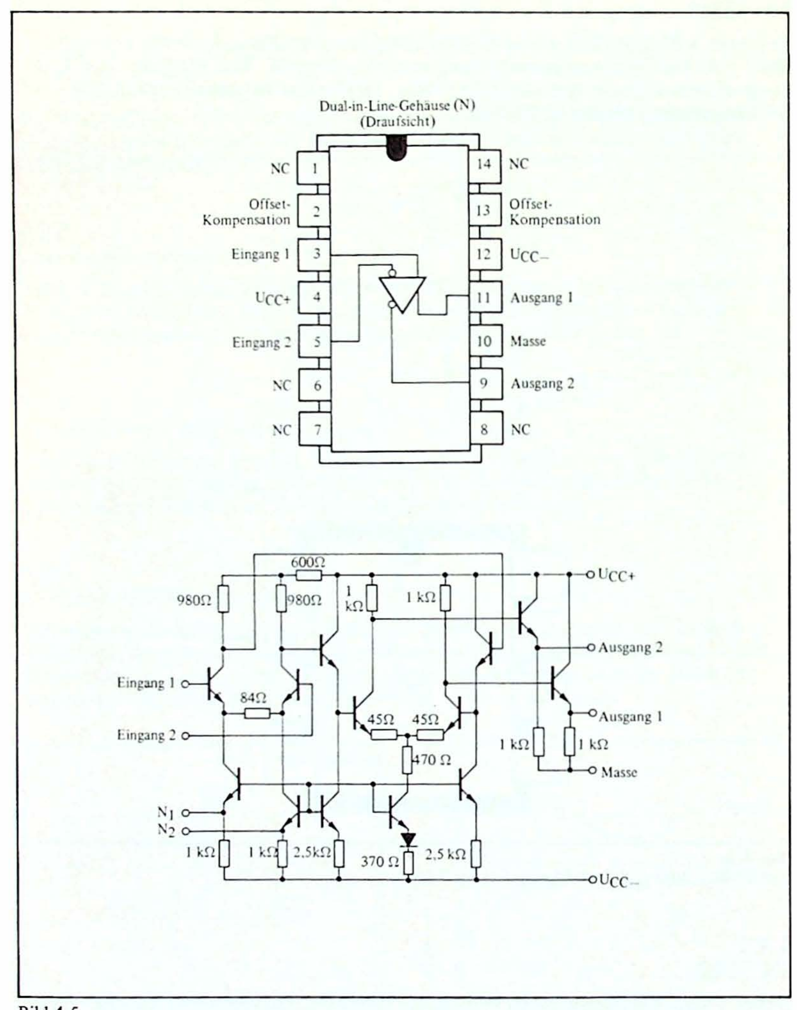


Bild 4.5
Schaltbild und Anschlußbelegung des SN 7512

4.3.4
SN 72733

Der SN 72733 (*Bild 4.6*) ist ein hochwertiger Video-Verstärker, der eine 3-dB-Bandbreite von 200 MHz bei einer Spannungsverstärkung von 10 besitzt. Diese Schaltung ist nicht für den Anschluß einer externen Gegenkopplung vorgesehen. Durch externe Beschaltung der Emitter der Eingangstransistoren können jedoch Verstärkungsfaktoren von 10, 100 oder 400 eingestellt werden. Mittels eines variablen Widerstandes oder eines FET können beliebige Verstärkungsfaktoren zwischen diesen Werten erzielt werden.

4.3.5
SN 7511

Dieser Video-Verstärker (*Bild 4.7*) gleicht in seinem Aufbau sehr stark einem Operationsverstärker und hat viele ähnliche Anwendungen. Sein Frequenzgang gestattet eine stabile Arbeitsweise bei geschlossener Schleife mit einer Verstärkung von 30 dB bei einer Bandbreite von 30 MHz. Die Zugänglichkeit zu den Kollektoren der Eingangstransistoren ermöglichen sowohl eine Frequenz- wie eine Offset-Kompensation. Hohe Verstärkung, niedrige Offsetspannungen und kleine Phasendrehungen des SN 7511 erlauben die Anwendung von Gegenkopplungen zur Einstellung der Schleifenverstärkung.

Ein anderer Vorzug des SN 7511 ist sein Reglereingang (*Bild 4.7*), der einen Betrieb von einer einzelnen +12-V-Speisespannung gestattet. Hierfür wird der U_{CC}-Anschluß an Masse und der Reglereingang an +12 V gelegt. Mit offenen Masseanschlüssen erzeugt die interne Stabilisierung mit Zenerdioden eine Spannung von 1/2 U_{CC}, die für die Konstantstromquelle der Eingangsstufen benötigt wird. Zu beachten ist, daß die Eingangsanschlüsse nunmehr auf einem Potential von etwa 1/2 U_{CC}, d.h. +6 V liegen. Jede gleichspannungsmäßige Verbindung der Eingänge sollte daher auf einen +6-V-Referenzpegel anstatt Masse bezogen werden.

4.4
Anwendungen von Video-Verstärkern

Video-Verstärker wurden geschaffen, um Aufgaben wie die Verstärkung von Video-Breitbandsignalen, Hochfrequenz-Signalen und Daten von Radaranlagen durchzuführen, haben jedoch auch zahlreiche Anwendungen in anderen Bereichen.

4.4.1
Breitbandverstärker

Bei der Verwendung als Operationsverstärker liefert der SN 7511 eine stabile Verstärkung, die nur von den Werten der verwendeten Widerstände abhängt. Das Kompensationsnetzwerk, bestehend aus der Serienschaltung von R und C sichert die Stabilität der Schaltung. Der SN 7511 kann als Breitband-Leitungsverstärker mit verschiedenen Verstärkungsfaktoren und Bandbreiten eingesetzt werden, wie in *Bild 4.8* gezeigt wird.

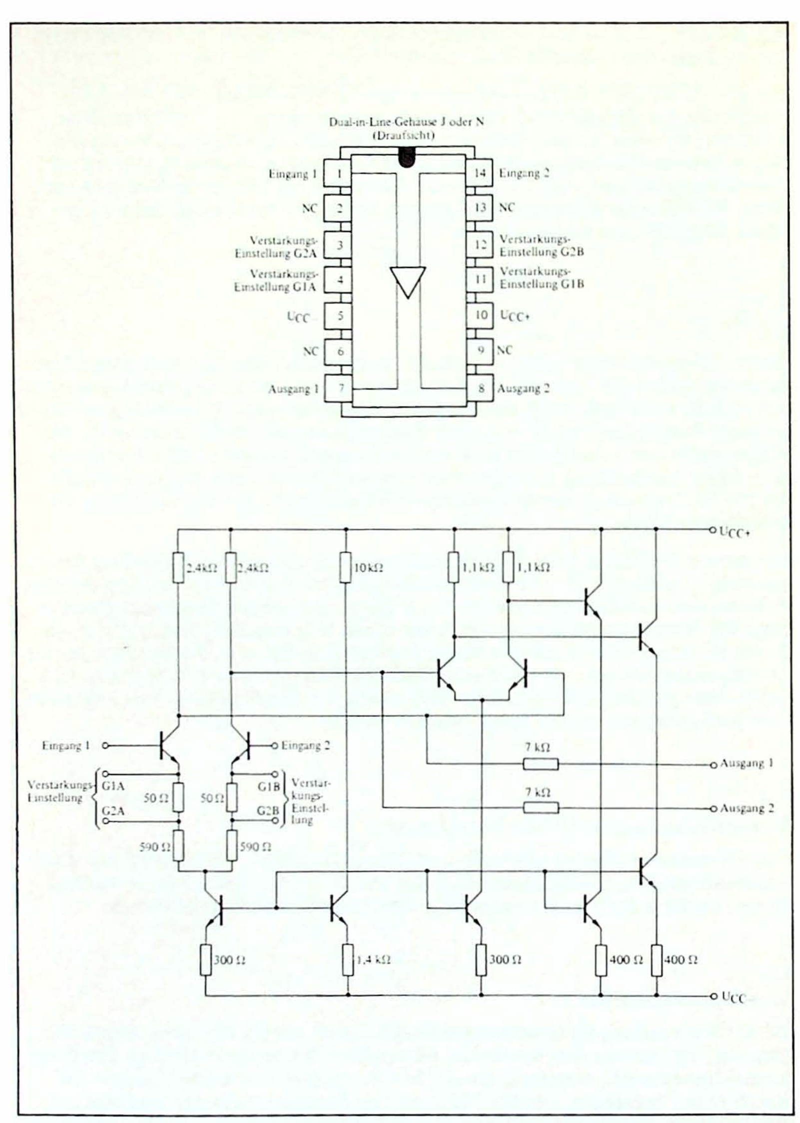


Bild 4.6
Schaltbild und Anschlußbelegung des SN 72733

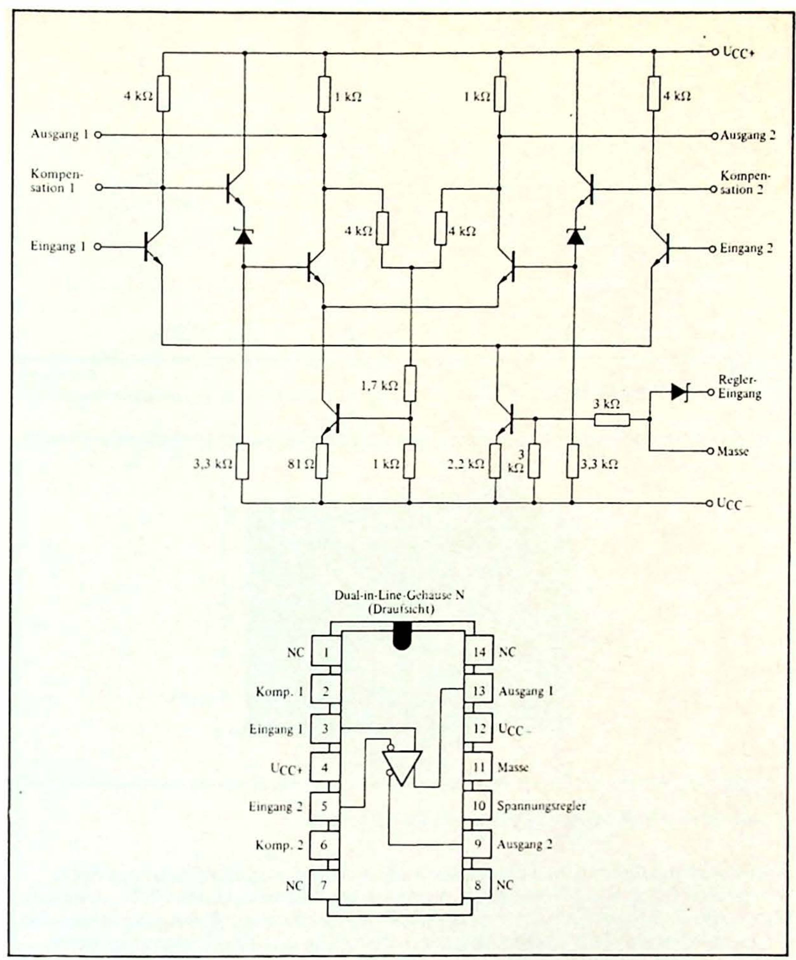


Bild 4.7
Schaltbild und Anschlußbelegung des SN 7511

4.4.2
Oszillator mit Transformator-Rückkopplung

Bild 4.9 zeigt einen Oszillator mit einem LC-Kreis unter Verwendung eines SN 7511. Mit einem Windungsverhältnis von 1 sowie C und L in Resonanz, ist der

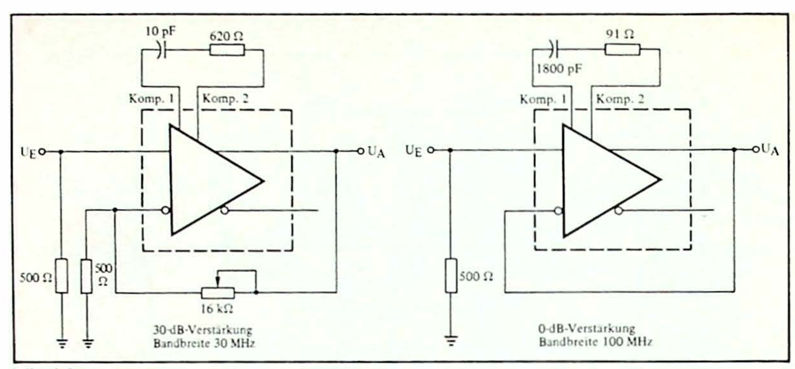


Bild 4.8
Einstellung der Verstärkung des SN 7511

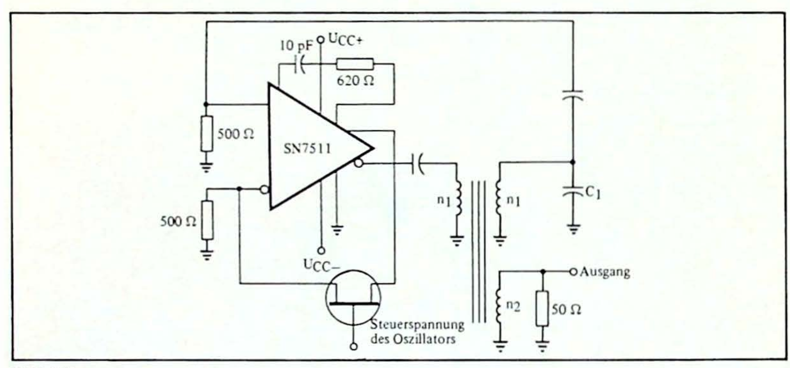


Bild 4.9
Grundlegender Oszillator mit Transformator-Rückkopplung

Rückkopplungsfaktor 1 und die Verstärkung der Schaltung entspricht der Spannungsverstärkung V des Verstärkers, die durch den Widerstand des FETs, dividiert durch 500 Ω, dargestellt wird. Entsprechend der Barkhausen-Bedingung setzen die Schwingungen ein, falls das Produkt aus Verstärkung und Rückkopplungsfaktor größer als 1 (in diesem Falle wenn $V > 1$) wird. Die Frequenz dieser Schwingungen werden durch das LC-Netzwerk, das im wesentlichen aus n_1 und C_1 besteht, bestimmt. Bei entsprechender Wahl der Bauteile kann die Schaltung bis zu Frequenzen von 50 MHz verwendet werden.

Durch die Verwendung eines FETs im Rückkopplungsweg kann man die Verstärkung mittels einer Spannung bis zum Einsatzpunkt der Schwingungen zurücksteuern. Über das Gate des FETs läßt sich daher der Oszillator ein- und ausschalten, d.h. austasten.

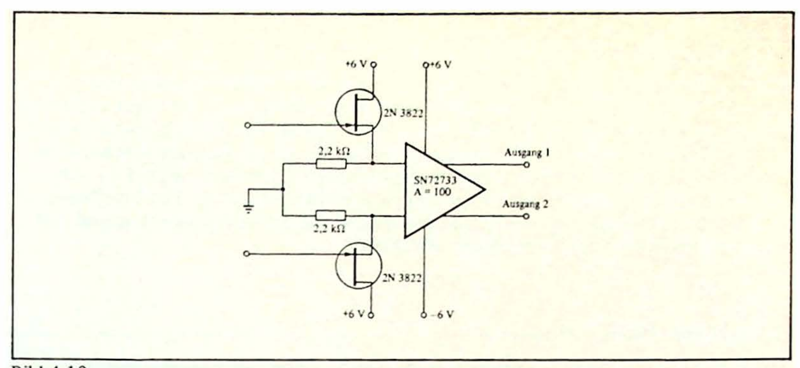


Bild 4.10
Breitbandverstärker mit hochohmigem Eingang

Eingang
Ausgang
t_r(Eingang) = 15 ns
t_r(Ausgang) = 7 ns
t_{PLH} = 5,5 ns
0,2 V/div.
5 ns/div.
a) Anstiegszeit

Impuls-generator
16 Ω
16 Ω
16 Ω
50 Ω
Oszillograf Kanal A
40 dB Abschwächer
50 Ω
Prüfling
Oszillograf Kanal B

Bild 4.11
Meßanordnung und Ansteigsverhalten der Schaltung von Bild 4.10

4.4.3
Breitbandverstärker mit hochohmigem Eingang

Der Eingangswiderstand der meisten Video-Verstärker ist relativ niedrig (6000 Ω typisch). Der SN 72733 hat dagegen bei einer Verstärkung von 100 einen typischen Eingangswiderstand von 24 kΩ. Ein FET wie der SN 3822 mit Hochfrequenzeigenschaften kann gemäß *Bild 4.10* eingesetzt werden, um den Eingangswiderstand zu erhöhen ohne die gesamte Bandbreite wesentlich zu beeinflussen. *Bild 4.11* zeigt die Meßanordnung und die gemessene Anstiegszeit der Schaltung. Ein breitbandiger Sampling-Oszillograf wurde für die Darstellung der Signalverzögerung und des Übergangsverhaltens des Verstärkers verwendet.

4.4.4
Steuerbarer Phasenschieber

Die in *Bild 4.12* gezeigte Schaltung gestattet eine Phasenverschiebung von 0 bis 180°, abhängig von den Werten von R und C und der Arbeitsfrequenz. Normalerweise wird diese Schaltung zur Phasenverschiebung einer konstanten Frequenz verwendet. Nimmt man einen idealen Verstärker an, so kann der Zusammenhang zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung durch Gleichsetzen der Spannungen am invertierenden und nichtinvertierenden Eingang errechnet werden:

$$e^- = \frac{U_A + U_E}{2}$$

$$e^+ = \frac{U_E}{1 + j\,\omega\,RC}$$

Gleichsetzen dieser Spannungen ergibt:

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{1 - j\,\omega\,RC}{1 + j\,\omega\,RC}$$

welches die Übertragungsfunktion der Schaltung darstellt. Der reelle Teil der Übertragungsfunktion ist 1, unabhängig von den Werten von R und C. Der Phasenwin-

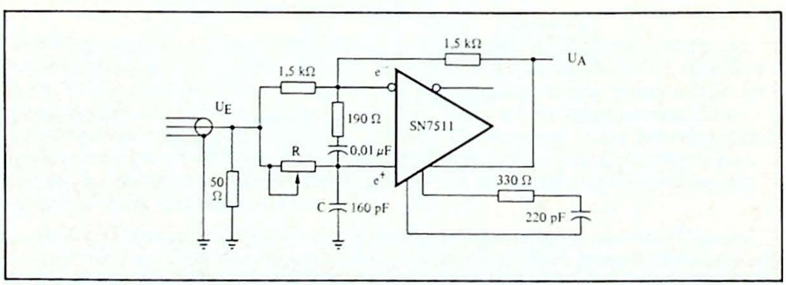


Bild 4.12
Steuerbarer Phasenschieber

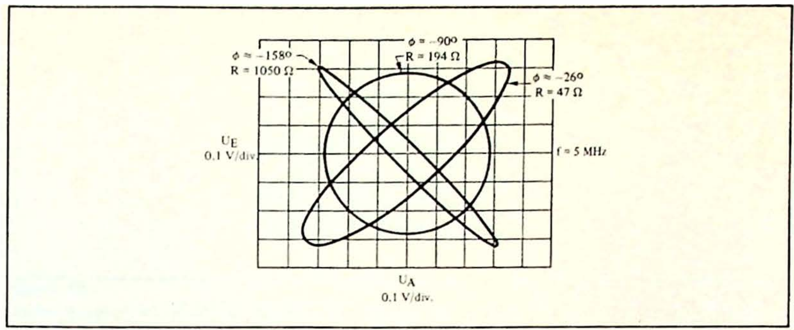


Bild 4.13
Phasenbeziehung zwischen Ein- und Ausgang der Schaltung von Bild 4.12

kel Φ variiert dagegen von 0° (bei R = 0) bis 180° (bei R = ∞) entsprechend der folgenden Beziehung

$$\tan \Phi = \frac{-2\,\omega\,RC}{1 - \omega^2 R^2 C^2}$$

Bild 4.13 zeigt die resultierenden Phasenbeziehungen zwischen den Ausgangs- und Eingangssignalen in der Anordnung von *Bild 4.12.* Der bei diesen Messungen verwendete Sampling-Oszillograf hat eine vernachlässigbare Phasendrehung bei 5 MHz. Die Phasendrehung von –90° wurde durch die Verwendung eines 160-pF-Kondensators und eines 194-Ω-Widerstandes erzielt. Der berechnete Widerstand aus der Bedingung ω RC = 1 beträgt 200 Ω für eine Kapazität von 194 pF bei einer Frequenz von 5 MHz.

Bei der Messung der Ausgangsamplitude als Funktion der Phasenverschiebung zeigt sich, daß diese im Gegensatz zu den vorangegangenen Berechnungen nicht konstant ist. Die Ursache hierfür ist der Innenwiderstand des Signalgenerators von 50 Ω, der als Null angenommen worden war. Diese Schaltung kann für eine Phasenmodulation bis 50 MHz verwendet werden, indem man den Widerstand R durch die Drain-Source-Strecke eines FETs ersetzt, die als variabler Widerstand durch Zuführung der Steuerspannung am Gate arbeitet.

4.4.5
Schneller Schmitt-Trigger

Die Umformung von Signalen verschiedener Amplituden und Spannungsformen auf TTL-Pegel kann man sehr gut mit integrierten Schmitt-Triggern bis zu Frequenzen von 20 MHz ausführen. Oberhalb dieser Frequenz benutzt man schnelle Triggerschaltungen unter Verwendung von Video-Verstärkern. *Bild 4.14* zeigt ein Beispiel einer derartigen Triggerschaltung mit einem SN 72733 und einem aus Widerständen bestehenden Gegenkopplungsnetzwerk. Die Verstärkung des SN 72733 wurde für diesen Versuch auf 100 eingestellt. Die Schwellenspannung von 0,5 V für das an-

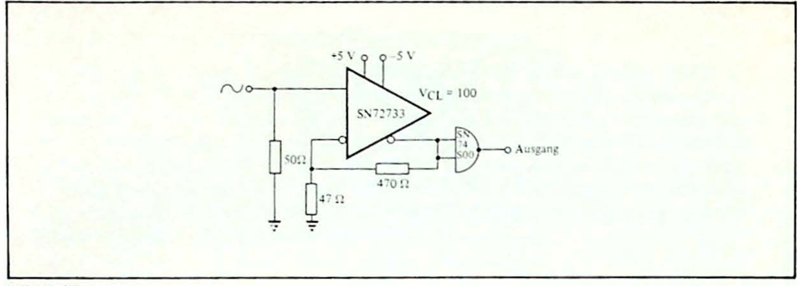


Bild 4.14
Schneller Schmitt-Trigger unter Verwendung eines Video-Verstärkers

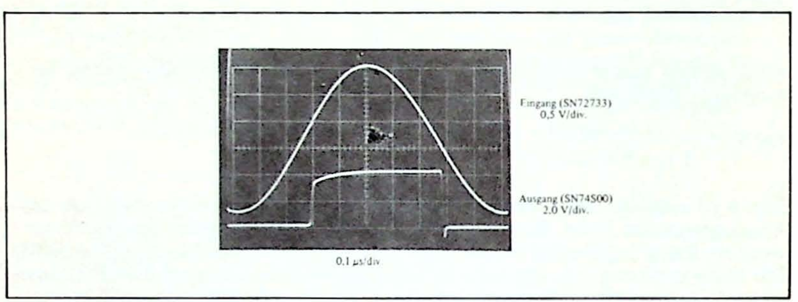


Bild 4.15
Signalformung bei 1 MHz

steigende Eingangssignal wird durch die Ausgangsspannung des SN 72733, dividiert durch das Gegenkopplungsverhältnis, bestimmt. Für das in negative Richtung gehende Eingangssignal ist dagegen die Schwellspannung normalerweise 0 V. Diese Schwellspannungen sieht man in *Bild 4.15*, welches das Verhalten der Schaltung bei einem sinusförmigen Eingangssignal von 1 MHz wiedergibt. Die obere Kurve in *Bild 4.16* zeigt die Ausgangsspannung der Triggerschaltung für ein Eingangssignal von 20 MHz, die untere Kurve die Ausgangsspannung für ein Signal von 50 MHz.

4.4.6 Quarzgesteuerter Oszillator

Bild 4.17 zeigt das Beispiel eines quarzgesteuerten Oszillators mit einer einstellbaren Rückkopplung durch einen einfachen Spannungsteiler, bestehend aus R_1 und R_2. Der Quarz bestimmt exakt die Arbeitsfrequenz, da nur bei dieser Frequenz ein nennenswertes Rückkopplungssignal auftritt. Das Spannungsteiler-Netzwerk kann zur Einstellung eines unverzerrten sinusförmigen Ausgangssignales verwendet werden. Die Schaltung kann in dieser Form bis über 200 MHz verwendet werden.

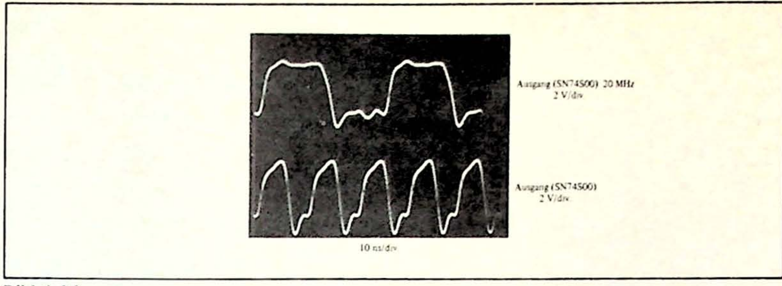


Bild 4.16
Signalformung bei 20 und 50 MHz

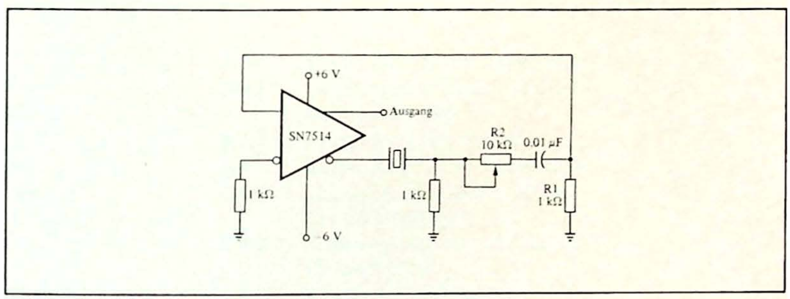


Bild 4.17
Quarzgesteuerter Oszillator mit einstellbarer Rückkopplung

5 Spannungsregler



Spannungsregler

5.1 Allgemeine Beschreibung

Ein Spannungsregler besteht im allgemeinen aus fünf wesentlichen Funktionsgruppen: 1. Ein Referenzelement, welches einen bekannten und stabilen Bezugspegel liefert. 2. Ein Fühler- (oder Abtast-) Element um den Pegel der Ausgangsspannung festzustellen. 3. Ein Vergleichselement, um die festgestellte Ausgangsspannung mit der Referenzspannung zu vergleichen und ein Fehlersignal, welches proportional $U_{REF} - U_A$ ist, zu liefern. 4. Ein Verstärker für das Fehlersignal, so daß dieses ausreicht um ein Stellglied zu steuern und die Spannungsabweichung auszugleichen. 5. Ein Stellglied, das entweder parallel (*Bild 5.1 a*) oder in Serie (*Bild 5.1 b*) angeordnet sein kann. Die verbreitetste Art eines integrierten Spannungsreglers ist der Serienregler, dessen Blockschaltbild in *Bild 5.2* dargestellt ist.

Um die Eigenschaften eines Spannungsreglers zu beschreiben, werden folgende Kennwerte definiert.

Eingangsregelung – Die prozentuale Änderung der Ausgangsspannung bei einer Änderung der Eingangsspannung.

$$\text{Eingangsregelung} = \left[\frac{\Delta U_A}{U_A} \right] 100\%$$

wobei U_A die Ausgangsspannung für die ideale Arbeitsspannung am Eingang ist.

Brummunterdrückung – Das Verhältnis der Eingangsbrummspannung (Spitze-zu-

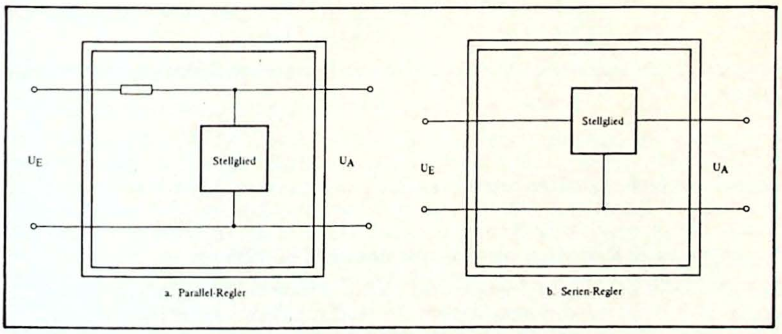


Bild 5.1
Grundlegende Typen von Spannungsreglern

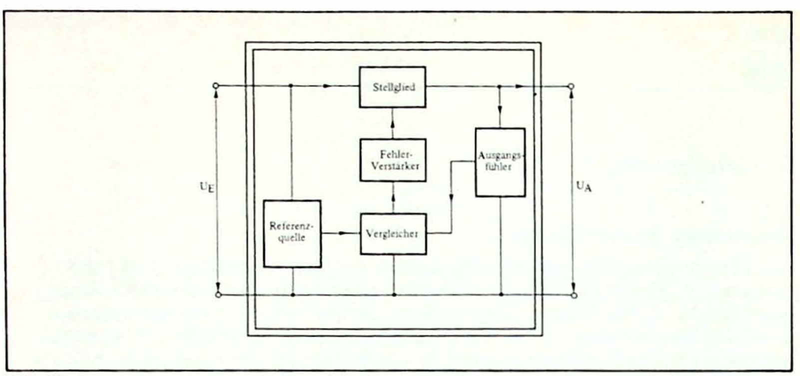


Bild 5.2
Blockschaltbild eines grundlegenden Serien-Spannungsreglers

Spitze) zur Ausgangsbrummspannung (Spitze-zu-Spitze), ausgedrückt in dB.

Lastregelung – Die prozentuelle Änderung der Ausgangsspannung bei einer Änderung des Ausgangsstromes.

$$\text{Lastregelung} = \left[\frac{U_A \text{ bei } I_{A(2)} - U_A \text{ bei } I_{A(1)}}{U_A \text{ bei } I_{A(1)}} \right] 100\%$$

wobei $I_{A(1)}$ und $I_{A(2)}$ die beiden festgelegten Werte des Ausgangsstromes darstellen.

Mittlerer Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung ($\alpha\, U_A$) – Das Verhältnis der Änderung der Ausgangsspannung zur Änderung bei Raumtemperatur, ausgedrückt in Prozent pro °C. Dies ist ein Mittelwert für den festgelegten Temperaturbereich.

$$\alpha\, U_A = \left[\frac{U_A \text{ bei } T_{A(2)} - U_A \text{ bei } T_{A(1)}}{U_A \text{ bei } 25\ ^{\circ}\text{C}} \right] \frac{100\%}{T_{A(2)} - T_{A(1)}}$$

Parameter und Grenzwerte der gebräuchlichsten integrierten Spannungsregler zeigt *Tabelle 5.1*

5.2 Regler für feste positive Spannungen

5.2.1 Grundlegende Regelung für 5 V mit dem SN 72309

Der SN 72309 ist ein grundlegender und einfach anzuwendender Festspannungsregler für 5 V mit nur drei Anschlüssen. Der Ausgangsfühler, Referenzspannung, Vergleicher, Fehlerverstärker und Steuerelemente sind intern verbunden, so daß nur mehr drei externe Anschlüsse verbleiben. Diese integrierte Schaltung wird im

Parameter	SN72304	SN72305	SN72305A	SN72309	SN72376	SN72723	Einh.
Eingangsspannung, Min.	−8	8	8,5	7	9	9,5	V
Eingangsspannung, Max.	−40	40	50	25	40	40	V
Ausgangsspannung, Min.	−0.035	4,5	4,5	5,0 Nom.	5	2	V
Ausgangsspannung, Max.	−30	30	40	5,0 Nom.	37	37	V
Differenzspannung zwischen Eingang und Ausgang, Min.	−0,5	3	3	2	3	3	V
Ausgangsstrom, Max.	20	12	45	500	25	150	mA
Eingangsregelung, Max.	0,1%	0,06%/V	0,06%/V	50 mV	0,06%	0,3%	
Brummunterdrückung, Min.				85*		74*	dB
Brummempfindlichkeit, Max.	1 mV/V	0,01%/V	0,003%/V*				
Lastregelung, Max.	5 mV	0,1%	0,4%	50 mV	0,5%	0,6%	
Ruhestrom, Max.	5	2	2	10	2,5	4	mA

* Typische Werte bei 25 °C

Tabelle 5.1
Spannungsregler-Auswahltabelle

L-Metallgehäuse geliefert, so daß sie sowohl in Steckfassungen wie in Printplatten eingesetzt werden kann. *Bild 5.3* zeigt das Anschlußschema für die Anwendung als 5-V-Festspannungsregler.

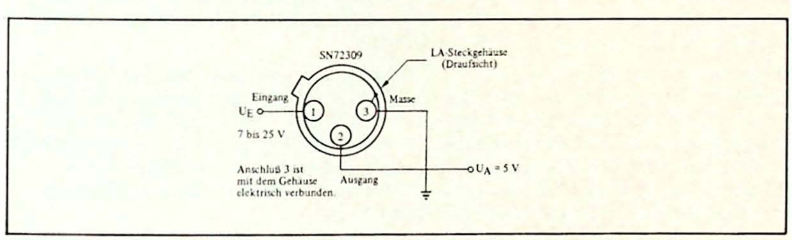


Bild 5.3
Grundlegender 5-V-Regler

5.2.2
Regelung anderer Spannungen mit dem SN 72309

Der Ausgang des SN 72309 wird intern gegenüber dem Masseanschluß 3 geregelt. Bezieht man den Anschluß 3 auf einen anderen Pegel, so kann man die Regelung anderer Spannungen als +5 V vornehmen. *Bilder 5.4a* und *5.4b* zeigen Beispiele für die Regelung von höheren und niederen Spannungen. In *Bild 5.4a* ist das Verhältnis von R_1 und R_2 so gewählt, daß an deren Verbindungspunkt eine Spannung U_G von +7 V liegt, um die gewünschte Ausgangsspannung von +12 V zu erzielen. In die Rechnung muß jedoch unbedingt der Ruhestrom von 5 mA aus dem Anschluß 3 einbezogen werden.

Der Wert von R_2 ist etwa $U_G \cdot (I_G + I_{AB})$, wobei U_G gleich $U_A - 5$ V sein muß, im vorliegenden Fall 7 V. Der Ruhestrom I_G der integrierten Schaltung beträgt

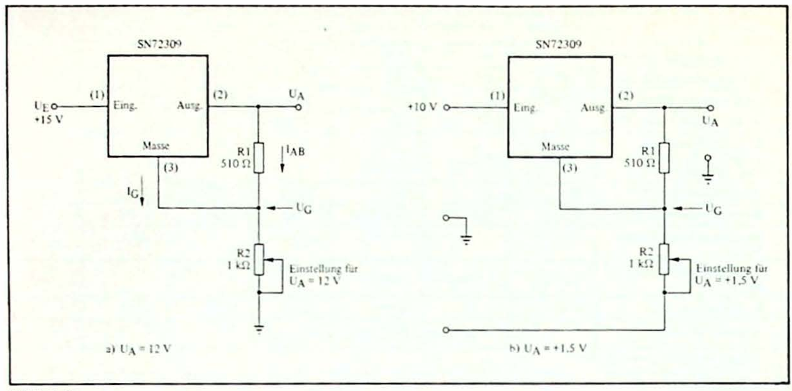


Bild 5.4
Regelung für höhere oder niedrigere Spannungen mit dem SN 72309

5 mA und I_{AB} ist der Ruhestrom (output bias current) am Ausgang, der hier auf 10 mA festgelegt wurde. Es ist deshalb $R_2 = 7\ V/15\ mA \approx 467\ \Omega$. Ein regelbarer Widerstand von 1000 Ω kann zur exakten Einstellung von U_A auf +12 V dienen. Die Spannung an R_1 wird auf +5 V geregelt, daher ist $R_1 = 5\ V/10\ mA = 500\ \Omega$. Es wird ein Standardwert von 510 Ω verwendet.

Wenn eine genaue Spannung unter +5 V benötigt wird, so kann man die Schaltung in *Bild 5.4b* verwenden. In diesem Beispiel wird die geregelte Ausgangsspannung von +1,5 V durch Eingangsspannungen von +10 V und –10 V erhalten. Die Ausgangsspannung wird wieder festgelegt, indem man $U_G = U_A - 5\ V = -3,5\ V$ macht. Nimmt man dieselben Ruhestrombedingungen wie vorher, so wird $R_2 = 6,5\ V/15\ mA = 433\ \Omega$. Es wird wieder ein regelbarer Widerstand von 1000 Ω eingesetzt. R_1 ist abermals 510 Ω wie im vorigen Beispiel.

Die Spannungsregelung bei verschiedenen Belastungen des SN 72309 liegt innerhalb 50 mV für Ausgangsströme von 5 mA bis 50 mA. Die durch die Gegenkopplung bestimmte Schleifenverstärkung kann gemäß *Bild 5.5* erhöht werden um eine bessere Ausregelung zu erzielen, ebenso kann man die Ausgangsspannung einstellbar machen. Bei einer Stromentnahme von 5 mA bis 50 mA bleibt die Ausgangsspannung von beispielsweise 10 V innerhalb 10 mV konstant.

5.3 Regler für negative Spannungen

5.3.1 Grundlegende Regler für negative Spannungen

Der SN 72304 ist ein Regler für negative Spannungen in einem Ausgangsspannungsbereich von –40 V bis etwa 0 V, der mit einem einzigen externen Widerstand programmiert werden kann. Bei dieser integrierten Schaltung sind die Anschlüsse für

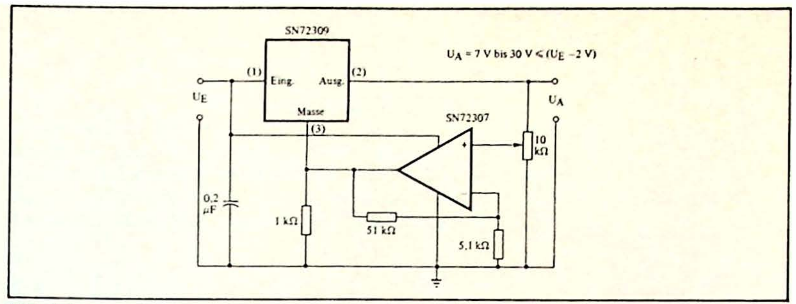


Bild 5.5
Spannungsregler für besonders stabile und einstellbare Ausgangsspannung

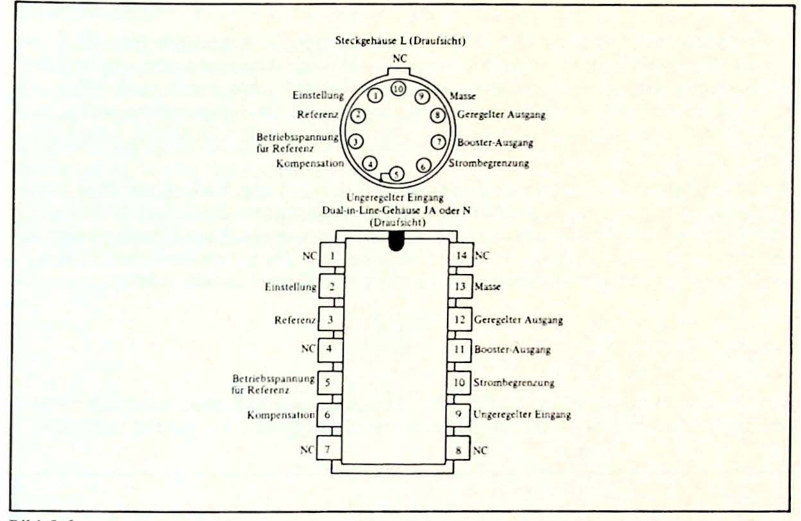


Bild 5.6
Anschlußbelegung des SN 72304

Einstellung der Ausgangsspannung, Referenzspannung, Versorgungsspannung für das Referenzelement, Kompensation, Strombegrenzung und Zusatzverstärker (booster) herausgeführt (siehe *Bild 5.6*) und machen dadurch den SN 72304 äußerst vielseitig. Obwohl diese Schaltung vor allem für Anwendungen als Serienregler mit maximal 25-mA-Ausgangsstrom gedacht ist, kann sie als Stromregler, Schaltregler oder zur Steuerung von Reglern für große Ströme eingesetzt werden. Der SN 72304 kann auch in Konstantstromreglern und Strombegrenzungsschaltungen mit Fold-Back-Charakteristik eingesetzt werden.

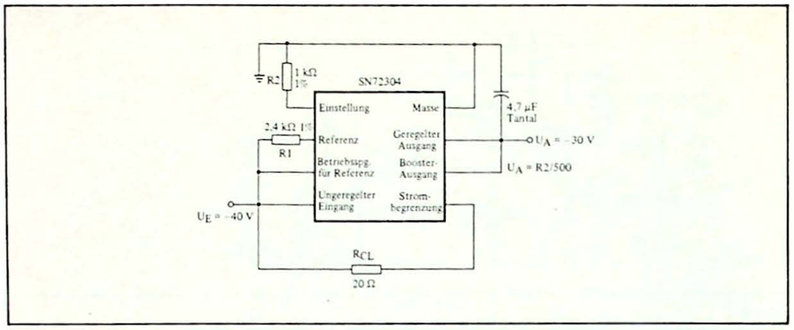


Bild 5.7
Grundlegender −30-V-Regler

Die grundlegende Anwendung in *Bild 5.7* zeigt einen Spannungsregler für −30 V, der aus einer −40-V-Spannungsquelle gespeist wird. Die Ausgangsspannung ist proportional R_2, wobei der Proportionalitätsfaktor durch R_1 bestimmt wird. Für R_1 = 2,4 kΩ im vorliegenden Beispiel ist der Faktor für die Ausgangsspannung 2 V/kΩ, d.h. die Ausgangsspannung ist 2 V je 1000 Ω von R_2. In *Bild 2.7* ist R_2 = 15 kΩ und U_A daher 30 V.

Der Schutz gegen Schäden durch Kurzschluß wird durch den Widerstand R_{CL} zwischen dem Strombegrenzungsanschluß und dem ungeregelten Eingang bewirkt. Sein Wert wird so gewählt, daß sich 300 mV bei dem gewünschten Einsatzpunkt der Strombegrenzung ergeben. In diesem Beispiel liegt der Grenzstrom bei 15 mA, der Strombegrenzungswiderstand ist daher R_{CL} = 300 mV/15 mA = 20 Ω.

5.3.2 Regler für große Ströme

Für Anwendungen bei denen Ströme über 25 mA erforderlich sind, kann ein externer Zusatztransistor SN 7304 verwendet werden, wie in *Bild 5.8* gezeigt wird. Zu-

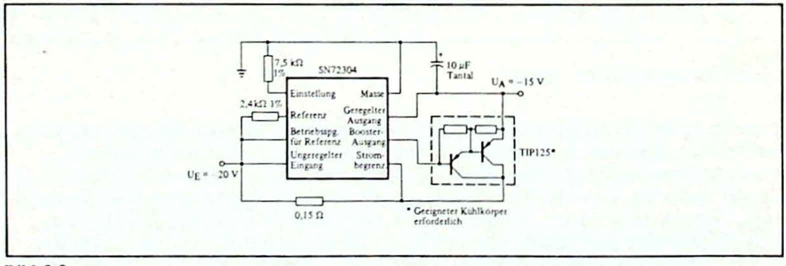


Bild 5.8
Regler für −15 V, 2 A

sätzlich zu den Überlegungen für den Strombedarf muß die auftretende Verlustleistung bei der Auswahl des Zusatztransistors berücksichtigt werden. Für die in *Bild 5.8* gezeigte Anwendung beträgt der maximale Strom 2 A, bei $U_E = -20$ V und $U_A = -15$ V. Am externen Regeltransistor entsteht daher eine Verlustleistung von $(U_E - U_A)\ I_A = 10$ W. Um den Steuerstrom des SN 72304 möglichst niedrig zu halten und für den erforderlichen Ausgangsstrom bei maximaler Verlustleistung zu sorgen, wird ein Darlington-Silizium-Leistungstransistor TIP 125 verwendet. R_{ADJ} wird auf 7,5 kΩ eingestellt, so daß sich ein Ausgangspegel von –15 V ergibt, wobei $R_{CL} = 300$ mV/2 A = 0,15 Ω ist. Ein 10-μF-Tantalkondensator am Ausgang sichert eine zusätzliche Stabilität und verringert das Rauschen.

5.4 Regler für positive Spannungen

5.4.1 Grundlegender Regler für positive Spannungen

Für positive geregelte Spannungen besitzen der SN 72305A und SN 72376 (*Bild 5.9*) dieselben Eigenschaften und Ströme wie der SN 72304. Der SN 72305 hat ebenfalls externe Anschlüsse für den Zusatzverstärker, Strombegrenzung, Kompensation, Gegenkopplung und für die kapazitive Abblockung der Referenzspannung.

Eine grundsätzliche Schaltung für einen Spannungsregler zeigt *Bild 5.10.* Für diese Anwendung betrug die Eingangsspannung 15 V, die Ausgangsspannung 12 V und der Ausgangsstrom maximal 10 mA. Die Spannung für die Gegenkopplung ist typisch 1,7 V, wird intern vorgegeben und um diesen Pegel muß sich die rückgeführte Gegenkopplungsspannung bewegen. Die Ausgangsspannung U_A wird daher an den

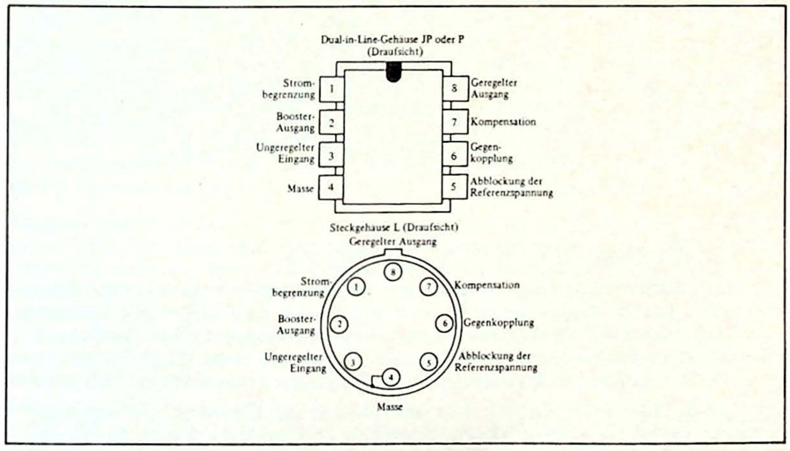


Bild 5.9
Anschlußschema des SN 72305, SN 72305A und SN 72376

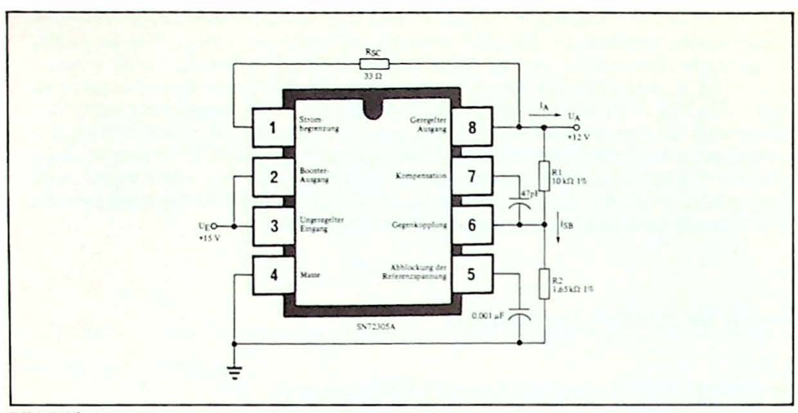


Bild 5.10
Grundlegender Regler für positive Spannungen mit Schutz gegen Kurzschluß

Spannungsteiler R_1/R_2 gelegt. Die Werte dieser Widerstände werden durch den Strom I_{SB} (sample bias current) bestimmt, wobei folgende Beziehungen gelten: $R_2 = 1{,}7\ V/I_{SB}$ und $R_1 = (U_A - 1{,}7\ V)/I_{SB}$. Wenn $U_A = 12\ V$ beträgt, so ist $R_1 = 10{,}3\ V/I_{SB}$. I_{SB} soll etwa 1 mA betragen, so daß der Wert von 10 kΩ für R_1 einen geeigneten Wert darstellt. Es ist daher $I_{SB} = 1{,}03$ mA und $R_2 = 1{,}65$ kΩ. Der 47-pF-Kondensator zwischen dem Gegenkopplungsanschluß 6 und dem Kompensationsanschluß 7 blockt die Hochfrequenz ab und verhindert mögliche unkontrollierte Schwingungen. Durch die kapazitive Erdung des Referenzanschlusses, welcher an der anderen Seite des internen Differenzverstärkers liegt, wird eine zusätzliche Erhöhung der Stabilität bewirkt und ein eventuelles Rauschen durch das Referenzelement unterdrückt. Wenn der Zusatzverstärker (booster) nicht wie in der vorliegenden Anwendung verwendet wird, so ist der Anschluß 2 direkt mit dem Eingangsanschluß 3 der ungeregelten Spannung verbunden. Der Anschluß 1 für die Strombegrenzung hat eine Schwellspannung von $325\ mV/I_{A(max)}$. In diesem Beispiel ist $R_{SC} = 325\ mV/10\ mA = 32{,}5\ \Omega$. Der nächstliegende Standardwert ist 33 Ω wie gezeigt.

5.4.2 Strombegrenzung mit Fold-Back-Charakteristik

Für Anwendungen mit großen Strömen, bei denen ein externer Zusatztransistor erforderlich ist, ist es wichtig die auftretende Verlustleistung bei Überlastung zu kennen. Auch wenn ein Strombegrenzungswiderstand ordnungsgemäß vorhanden ist, kann ein Kurzschluß oder eine niederohmige Last sowohl im externen Serientransistor wie im integrierten Regelteil eine unzulässig hohe Verlustleistung hervorrufen.

Die Fold-Back-Strombegrenzung stellt eine Technik dar, die sowohl die Ausgangsspannung wie den Ausgangsstrom bei Überlastung verringert, wodurch die Verlustleistung stark reduziert wird. Die Bezeichnung fold-back (zurückfalten) rührt von dem rücklaufenden Teil der Strom-Spannungskennlinie her.

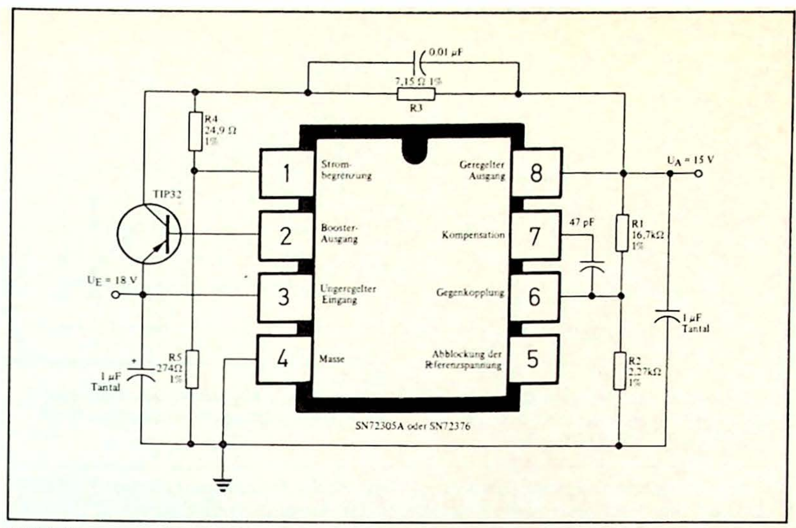


Bild 5.11
Linearer Regler mit Fold-Back-Strombegrenzung

Ein Spannungsregler für hohe Ausgangsströme mit Fold-Back-Strombegrenzung ist in *Bild 5.11* dargestellt. Bei einem Anschluß an eine nichtstabilisierte Spannung von +18 V soll dieser Regler bei U_A = +15 V Ströme bis 200 mA liefern. R_3 ist der Widerstand für die Strombegrenzung. R_1 und R_2 sind die an der Ausgangsspannung U_A liegenden Widerstände, an denen die Gegenkopplungsspannung wie im grundlegenden Anwendungsbeispiel abgegriffen wird. R_3 und R_4 wurden zusätzlich angebracht um die Fold-Back-Charakteristik zu erreichen. R_3 liegt nicht direkt am Strombegrenzungsanschluß 1, sondern über R_4. Der Spannungsabfall an R_4 ist entgegengesetzt dem an R_3, so daß eine höhere Spannung an R_3 entstehen muß, bevor die Strombegrenzung zu wirken beginnt. Wenn die Ausgangsspannung durch einen Kurzschluß abzunehmen beginnt, so verringert sich auch die Gegenwirkung durch R_4.

Während des Kurzschlusses wird der Ausgangsstrom auf $I_{SC} = U_{SR3}/R_3$ reduziert, wobei U_{SR3} die Steuerspannung für die Strombegrenzung bei Kurzschluß ist. Diese Spannung stellt den Spannungsabfall am Strombegrenzungswiderstand R_3 dar, die erforderlich ist, um die Begrenzung des Stromes einzuleiten. *Bild 5.12* zeigt den Zusammenhang zwischen U_{SR3} und der Sperrschichttemperatur bei kurzgeschlossenem Ausgang. Für diese Anwendung wurde eine maximale Sperrschichttemperatur von 70 °C gewählt, daher ist U_{SR3} = 0,36 V. Für die meisten Anwendungen der Fold-Back-Technik ist es erwünscht, daß der Kurzschlußstrom I_{SC} etwa 25% über dem maximalen Ausgangsstrom $I_{A(max)}$ liegt. Im vorliegenden Beispiel ist $I_{A(max)}$ = 200 mA, so daß I_{SC} etwa 50 mA beträgt. R_3 ist dann U_{SR3}/I_{SC} = 0,36 V/50 mA = 7,2 Ω.

Den Widerstand R_5 bestimmt man wie folgt: $R_5 = (U_A + U_{SR})/(I_B + I_D)$, wobei

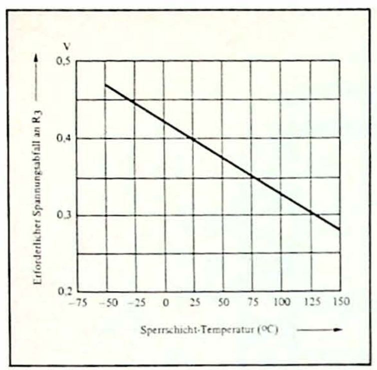


Bild 5.12
Spannungsabfall über dem Strombegrenzungswiderstand (U_{SR3}), erforderlich für den Einsatz der Strombegrenzung

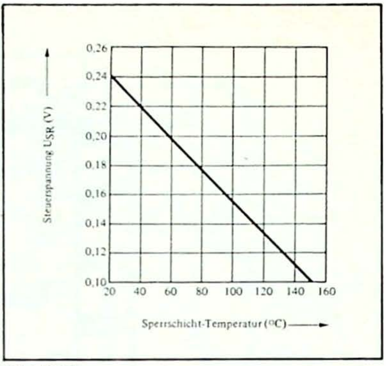


Bild 5.13
Maximale Steuerspannung bei voller Last für eine Lastregelung von minestens 0,1%

U_A die stabilisierte Ausgangsspannung ist. U_{SR} ist die Steuerspannung an R_3 bei voller Last und einer maximalen Abweichung der Ausgangsspannung von 0,1%, die man aus *Bild 5.13* entnehmen kann. I_B ist der Ruhestrom vom Strombegrenzungsanschluß und beträgt 2 mA plus dem maximalen Basissteuerstrom für den externen Serientransistor. I_D ist der Strom für das Spannungsteiler-Netzwerk R_4 und R_5 und beträgt etwa 10 I_B.

In unserem Beispiel ist U_A = 15 V, U_{SR} beträgt bei der gewählten Sperrschichttemperatur von 70 °C 0,19 V. $I_B = 2\text{ mA} + I_{A(max)}/h_{FE}$, wobei $I_{A(max)}$ = 200 mA und h_{FE} für den TIP 32 mit 70 für diesen Strom angenommen werden kann. Daher wird I_B = 2 mA + 200 mA/70 = 2 mA + 2,86 mA oder $I_B \approx$ 5 mA. I_D ist deshalb 50 mA. Daraus folgt R_5 = (15 V + 0,19 V)/(5 mA + 50 mA) = 0,276 kΩ. Der nächste Standardwert mit 1% Toleranz ist 274 Ω.

R_4 kann man ausdrücken als $R_4 = (I_{A(max)}\ R_3 - U_{SR}/I_D)$. Durch Einsetzen der bereits ermittelten Werte erhält man für R_4 = [(200 mA) (7,15 Ω) – 0,19 V]/ 50 mA = 24,8 Ω, bzw. 24,9 Ω für den nächsten Standardwert.

Ein zusätzlicher 1-µF-Kondensator am Ausgang hilft Schwingungen sowie unerwünschte Auswirkungen von raschen Belastungsänderungen zu unterdrücken.

5.4.3 Zweifach-Gleichlaufregler

Obwohl sie sich in ihrem Aufbau etwas unterscheiden, können der SN 72305A und der SN 72304 zu einem genauen ± 12-V-Zweifach-Spannungsstabilisator kombiniert werden (*Bild 5.14*). Der Gleichlauf (tracking) wird durch Verbinden des Gegenkopplungsanschlusses (feedback control pin) des SN 72305A mit dem Abgleichanschluß (adjust terminal) des SN 72304 über den Widerstand R_2 hergestellt. R_1 und R_2 bilden das Netzwerk des Fühlers der Ausgangsspannung und wirken auf beide Regelteile.

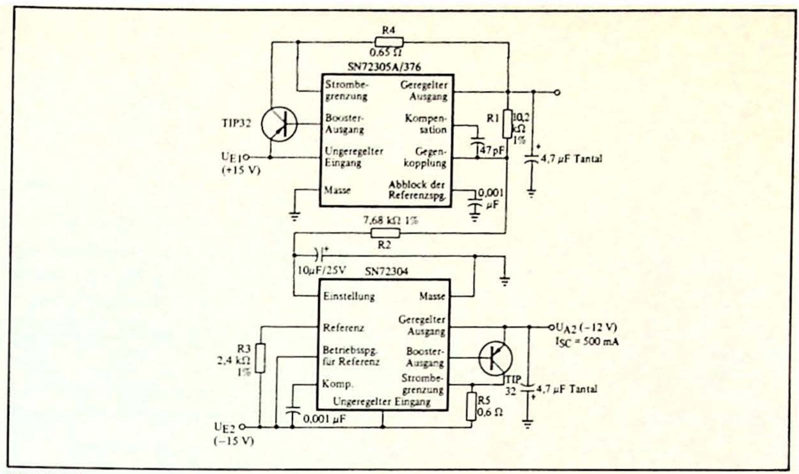


Bild 5.14
Zweifach Gleichlaufregler

Die Gegenkopplungsspannung U_{FS} des SN 72305A beträgt 1,7 V. Ein Strom von 1 mA fließt durch R_1 und R_2, seine Größe wird durch den 2,4-kΩ-Abschlußwiderstand des SN 72304 bestimmt. Die Spannung am Abgleichanschluß 2 des SN 72304 ist $U_{A2}/2$ oder –6 V in diesem Beispiel. $R_2 = (U_{FS} - U_{ADJ})/1$ mA = (–1,7 V – (–6 V))/1 mA = 7,7 kΩ, es wurde ein Standardwiderstand mit 1% Toleranz von 7,68 kΩ gewählt. $R_1 = (U_{A1} - U_{FS})/1$ mA = (12 V – 1,7 V)/1 mA = 10,3 kΩ. Der nächstliegende Standardwert mit 1% Toleranz ist 10,2 kΩ.

Bei diesem Regler bewirkt jede Änderung einer der beiden Ausgangsspannungen eine gleichlaufende Änderung der anderen Ausgangsspannung. Der Verlauf der Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Laststrom und das Gleichlaufverhalten sind in *Bild 5.15* dargestellt. Die Strombegrenzung für die Ausgangsströme wurden mittels R_4 und R_5 auf 500 mA eingestellt.

5.5 SN 72723 Präzisions-Spannungsregler

5.5.1 Beschreibung

Die vielen Vorzüge des SN 72723 machen ihn zu einem vielseitigen und beliebten Spannungsregler. Diese Vorzüge sind: 1. Hoher Ausgangsstrom (150 mA). 2. Eingangsregelung 0,01% (typisch). 3. Brummunterdrückung 74 dB typisch. 4. Ausregelung bei Belastungsänderung 0,03% typisch. 5. Großer Ausgangsspannungsbereich 2 bis 37 V.

Bild 5.16 zeigt die Anschlußbelegung und das Funktions-Blockschaltbild dieser in-

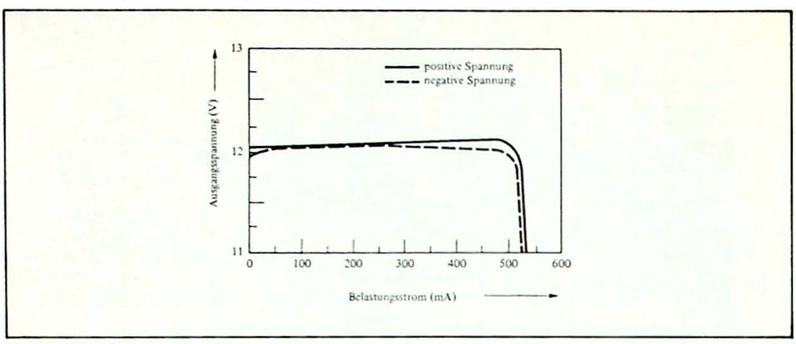


Bild 5.15
Ausgangscharakteristik des Zweifach-Gleichlaufreglers

Bild 5.16
Anschlußbelegung und Funktions-Blockschaltbild des SN 72723

tegrierten Schaltung. Der SN 72723 wurde für die Anwendung in positiven wie negativen Stromversorgungen geschaffen, kann sowohl als Serien- wie Parallelregler eingesetzt werden und eignet sich für Schaltregler und Anwendung in erdfreien oder schwimmenden (floating) Reglern.

Das Funktionsschaltbild in *Bild 5.16* zeigt die Vielfalt der Funktionen, die in diesem Baustein vereinigt sind. Diese internen Funktionen enthalten: Eine temperaturkompensierte Spannungsquelle, einen Fehlerspannungsverstärker mit Zugang zu seinem invertierenden Eingang, nichtinvertierenden Eingang und Ausgang, einem 150-mA-Serientransistor, eine einstellbare Strombegrenzung sowie einer 6,2-V-Zenerdiode für Anwendungen in schwimmenden oder negativen Spannungsreglern.

5.5.2 Grundlegende Anwendungen des SN 72723

Die Einstellung der Ausgangsspannung in der grundlegenden Regleranwendung wird durch ein einfaches Spannungsteilernetzwerk vorgenommen, dessen Anordnung durch die gewünschte Spannung bestimmt wird. Da eine interne 7,1-V-Referenzspannung $U_{(ref)}$ vorhanden ist, wird diese für Ausgangsspannungen unter 7 V geteilt. *Bild 5.17* zeigt einen 5-V-Spannungsregler, in dem R_1 und R_2 das Teilernetzwerk bilden, um eine 5-V-Referenzspannung U_{NI} zu erhalten. $R_2 = U_{NI}/I_B$, wobei I_B der Ruhestrom durch das Teilernetzwerk ist. Mit einem empfohlenen Wert von $I_B = 1$ mA wird $R_2 = 4{,}99$ kΩ (1 %-Widerstand). $R_1 = [U_{(ref)} - U_{NI}]/I_B = 2{,}1$ kΩ (1 %).

Für jede normale Strombegrenzungsanwendung ist der Kurzschluß-Schutzwiderstand gleich 0,65 V dividiert durch den gewünschten maximalen Kurzschlußstrom I_{SC}. Für $I_{SC} = 100$ mA wird im vorliegenden Beispiel $R_{SC} = 6{,}5$ Ω. R_3 wird verwendet, um die beiden Impedanzen, die der Fehlerspannungsverstärker sieht, zu symmetrieren, wodurch die Stabilität und Genauigkeit erhöht werden. Daher wird $R_3 = R_1 \cdot R_2/(R_1 + R_2)$. Es wird ein 1,47-kΩ-Standardwiderstand mit 1 %-Toleranz verwendet.

In dem Beispiel von *Bild 5.18* ist die gewünschte Ausgangsspannung von 15 V größer als $U_{(ref)}$, so daß das Teilernetzwerk zwischen Ausgang und Masse 7,1 V an den invertierenden Eingang des Fehlerspannungsverstärkers liefert. Die interne $U_{(ref)}$ von 7,1 V wird mit dem nichtinvertierenden Eingang über R_3 verbunden. $R_2 = U_{(ref)}/$

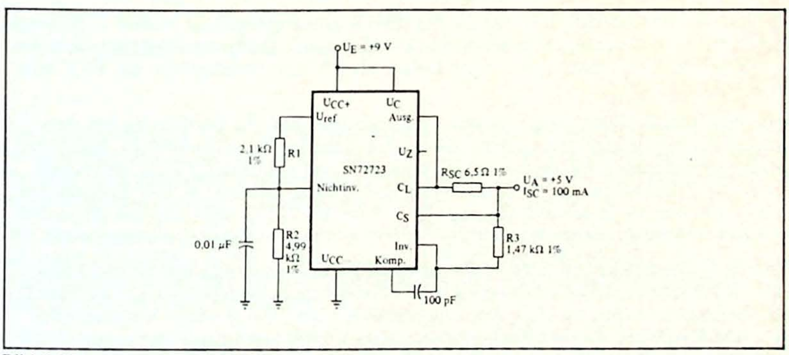


Bild 5.17
Grundlegender Regler für Spannungen unter 7 V mit dem SN 72723

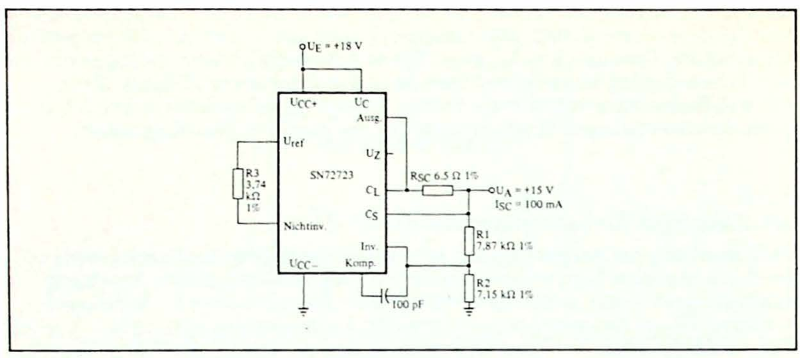


Bild 5.18
Grundlegender Regler für Spannungen über 7 V mit dem SN 72723

I_B = 7,1 V/1 mA = 7,1 kΩ, es wird ein Standardwiderstand von 7,15 kΩ verwendet. $R_1 = [U_A - U_{(ref)}]/I_B$ = 7,9 kΩ, hier wird ein Standardwiderstand mit 1 %-Toleranz von 7,87 kΩ eingesetzt. Wie im vorausgegangenen Beispiel ist R_{SC} = 6,5 Ω für eine Strombegrenzung bei 100 mA. Der Impedanz-Symmetrierwiderstand R_3 entspricht wieder der Parallelschaltung von R_1 und R_2, wobei 3,74 kΩ der nächste 1 %-Standardwert ist.

5.5.3
Regler für positive und negative Spannungen mit Zusatztransistor

Bilder 5.19 und *5.20* zeigen Beispiele für positive und negative Spannungsregler mit externen Zusatztransistoren. Für positive Spannungen (*Bild 5.19*) gestattet die Verwendung eines npn-Serientransistors die Entnahme höherer Belastungsströme mit geringfügigen Änderungen der grundsätzlichen Schaltung von *Bild 5.18*.

Ein pnp-Serientransistor wird für die negative Spannungsregelung in *Bild 5.20* eingesetzt. Es ist zu beachten, daß bei dieser Anordnung die Differenz zwischen den Anschlüssen für U_{CC+} und U_{CC-} nicht kleiner als 9 V und nicht größer als 40 V sein soll.

Die Pegelverschiebung durch die interne Zenerdiode und die Benützung des Ausganges für U_Z liefern bis zu 25 mA Steuerstrom für den Serientransistor. In diesem Beispiel wird eine Ausgangsspannung von –24 V mit maximal 250 mA gefordert. Der TIP 30 liefert die gewünschten Werte und arbeitet an einer –30-V-Speisespannung. Die interne Referenzspannung (7,1 V) des SN 72723 wird auf den Anschluß für U_{CC-} bezogen, wodurch sie (U_A + 7,1 V) = –16,9 V gegenüber Masse wird.

Durch die Auswirkungen infolge der Benützung des Zenerausganges ist es günstig, die Gleichtaktspannung am Eingang des Fehlerspannungsverstärkers auf die Hälfte zu verringern (relativ zu U_A). Ein Teilernetzwerk aus zwei gleichen Widerständen R_3 und R_4 (3 kΩ, 1 %) ergeben einen Ausgangsstrom von $U_{(ref)}$ von wenig mehr als 1 mA. Die Spannung am invertierenden Eingang des Fehlerspannungsverstärkers ist daher $[U_A - U_{(ref)}]/2$ = –20,45 V.

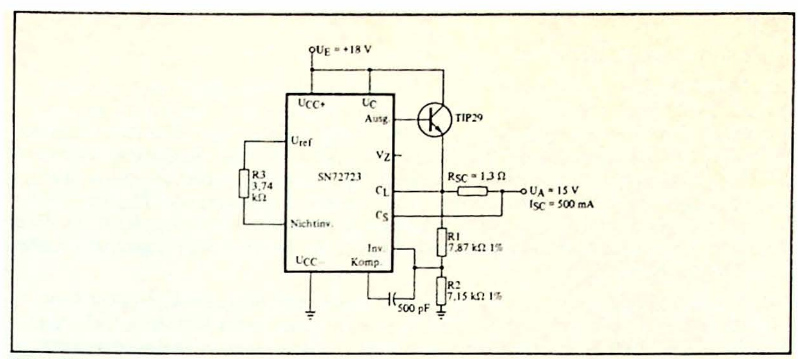


Bild 5.19
Grundlegender Regler für positive Spannungen mit Zusatztransistor (booster)

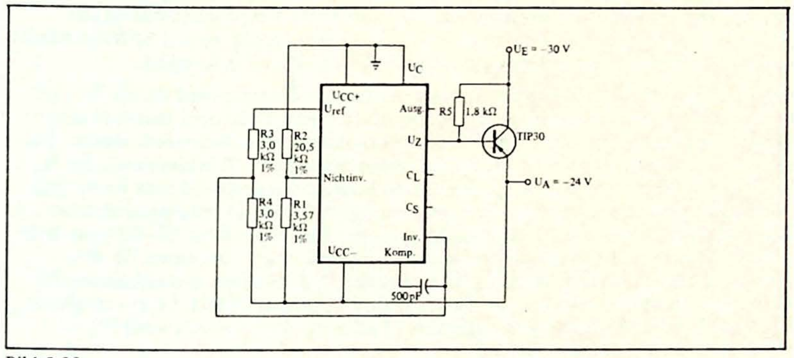


Bild 5.20
Grundlegender Regler für negative Spannungen mit Zusatztransistor

Ein Fühlernetzwerk am Ausgang, bestehend aus R_1 und R_2, wird zwischen U_A und Masse gelegt und liefert denselben Pegel von –20,45 V an den nichtinvertierenden Eingang des Fehlerspannungsverstärkers. Mit einem Ruhestrom von etwa 1 mA wird dieser Pegel durch die in der Schaltung gezeigten Werte gesichert.

Der Serientransistor TIP 30 hat ein h_{FE} von 40 oder mehr, wodurch der erforderliche Basissteuerstrom 6 mA für einen Ausgangsstrom von 250 mA wird. Für eine gute Regelung wird etwa die Hälfte des Basisstromes vom Ausgang U_Z geliefert, der Rest über den Vorwiderstand R_5.

Die interne Strombegrenzung des SN 72723 kann nicht direkt für negative Spannungsregler verwendet werden. Wenn eine Strombegrenzung erforderlich ist, kann eine konventionelle Klemmschaltung für den TIP 30 vorgesehen werden.

5.5.4 Anwendungen für hohe Spannungen

Der SN 72723 kann ebenso relativ hohe Spannungen stabilisieren. Hohe Spannungen von 105 V werden z.B. in Gasreglern verwendet. *Bilder 5.21* und *5.22* zeigen stabilisierte positive wie negative Spannungsregler für diesen Pegel. Die grundlegende Forderung besteht darin, daß am SN 72723 eine relativ niedrige Spannung während der Regelung der geforderten hohen Spannung liegt. Um die Forderung zu erfüllen, muß der integrierte Regler zwischen dem gewünschten Ausgangspegel U_A und einer Spannung arbeiten (floaten), die in dem zulässigen Arbeitsbereich von 40 V für diese Schaltung liegt. Diese Anwendungen werden daher als positive oder negative schwimmende Regler bezeichnet.

Bild 5.21 zeigt einen positiven schwimmenden Regler mit einem maximalen Ausgangsstrom von 50 mA bei +105 V. Die Strombegrenzung setzt bei 50 mA ein und wird durch den 13-Ω-Widerstand R_{SC} bestimmt. Da im externen Serientransistor eine Verlustleistung von wenigstens 2,5 W entsteht, und er an einer 150-V-Spannungsquelle arbeitet, wurde für diese Anwendung der TIP 47, ein preiswerter Hochspannungs-Leistungstransistor im Plastikgehäuse gewählt. R_3 und R_4 werden verwendet, um die dem invertierenden Eingang zugeführte Referenzspannung auf $[U_A + U_{(ref)}]/2 = 108{,}55$ V zu reduzieren. Es werden hierfür zwei 1 %-Widerstände von 3 kΩ verwendet, so daß sich ein Ruhestrom von etwa 1 mA ergibt.

Die Eingangs-Steuerspannung am nichtinvertierenden Eingang wird durch R_1 und R_2 eingestellt. Mit der Annahme des typischen Ruhestromes von 1 mA und einer Eingangsspannung U_{NI} von 108,55 V (bei Symmetrie) am nichtinvertierenden Eingang erhält man für $R_2 \approx 110$ kΩ für den nächstliegenden 1 %-Widerstand, für $R_1 = [U_{(ref)}/2]/I_B \approx 3{,}57$ kΩ (1 %). Mit diesen Vorspannungen wird jede Änderung der Ausgangsspannung über den Fehlerspannungsverstärker in entgegengesetzter Richtung den Sollwert des Ausgangspegels wieder herstellen. Eine 20-V-Zenerdiode 1N 4747 begrenzt die Spannung zwischen U_{CC+} und U_{CC-} auf einen für den SN 72723 ungefährlichen Wert. R_5 ist so gewählt, daß er einen ausreichenden Zenerstrom und die Ruheströme für die integrierte Schaltung liefert. U_{CC+} ist gleich $U_A + 20\text{ V} = 125$ V. Es werden insgesamt 14 mA benötigt, deshalb wird $R_5 = (150\text{ V} - 125\text{ V})/14\text{ mA} = 1{,}8$ kΩ.

Bild 5.22 zeigt eine Ausführung des 105-V-Reglers für negative Spannungen. Die Berechnung der Widerstandswerte erfolgt nach denselben Überlegungen wie vorher. In diesem Beispiel begrenzt eine 12-V-Zenerdiode 1N 759 die Spannung an der integrierten Reglerschaltung.

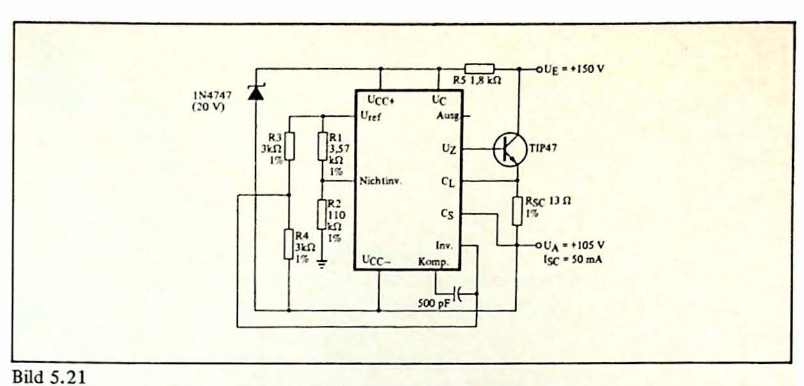


Bild 5.21
Regler für positive Spannung von 105 V

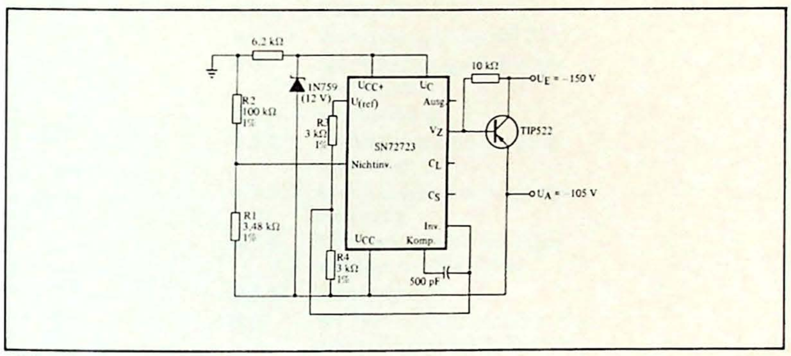


Bild 5.22
Spannungsregler für −105 V

6 Lineare Schaltungen für spezielle Funktionen



Lineare Schaltungen für spezielle Funktionen

6.1 Allgemeines

Zahlreiche Produkte wurden ursprünglich nach Kundenspezifikationen für spezielle Anwendungen entworfen. Viele von ihnen haben sich von da ab zu ganzen Serien von Produkten oder Standard-Produktfamilien entwickelt und die meisten Kapitel dieses Buches befassen sich mit derartigen Schaltungsfamilien. Es gibt jedoch zahlreiche spezielle Funktionen, die zwar Standardprodukte geworden sind, sich jedoch nicht zu großen Schaltungsfamilien entwickelt haben. Dieses Kapitel behandelt nun derartige integrierte Schaltungen und ihre Anwendungen: Den Nullspannungsschalter SN 72440, Präzisions-Pegeldetektor SN 72560, Präzisions-Zeitgeber SN 72555, logarithmischen Verstärker SN 76502 und den doppelten symmetrischen Mischer SN 76514.

6.2 SN 72440 Nullspannungsschalter

Der SN 72440 ist eine Kombination eines Nullspannungsdetektors und Pulsgenerators, der einen Komparator für den Schwellspannungsdetektor, einen Sägezahngenerator und einen Ausgangsverstärker enthält. Er ist ausgelegt, um den Steuerstrom für einen Triac oder SCR in Form von Impulsen zu liefern, die nur auftreten, wenn das Wechselspannungs-Eingangssignal durch Null geht. Daher zündet der Triac oder SCR, wenn die Netzspannung sehr niedrig ist, wodurch unerwünschtes Schalten durch Störungen und hochfrequente Spannungen auf ein Minimum reduziert werden. Die Last erhält deshalb komplette Halbwellen- oder Vollwellenperioden der Netzspannung im Gegensatz zu Teilperioden bei den typischen Phasenanschnittsteuerungen von Triacschaltungen.

Bild 6.1 zeigt das Funktions-Blockschaltbild des SN 72440. Mit seinen vielen eingebauten Vorzügen kann der SN 72440 entweder als Ein-Aus-Regler mit oder ohne Hysterese oder als Proportionalregler unter Verwendung des internen Sägezahngenerators eingesetzt werden. Obwohl die hauptsächliche Anwendung dieses Bauelementes in der Temperaturregelung liegt, kann es viele Anwendungen in der Leistungssteuerung finden, wie beispielsweise lichtempfindliche Steuerungen, Anzeiger für Spannungspegel, Blitzgeräte mit Wechselspannung, kleine Relais-Steuerschaltungen oder Miniatur-Lampensteuerungen.

Die Sperrfunktion (Anschluß 5) verhindert das Auftreten von Ausgangsimpulsen, wenn die dem Sperreingang zugeführte Spannung 1 V oder größer ist. Wenn dagegen der Sperreingang mit dem Gleichspannungseingang (DC-common, Anschluß 4) kurzgeschlossen wird, so tritt ein Ausgangsimpuls bei jedem Nulldurchgang der Eingangswechselspannung auf, unabhängig von den Bedingungen an den Fühlereingängen (sensor inputs).

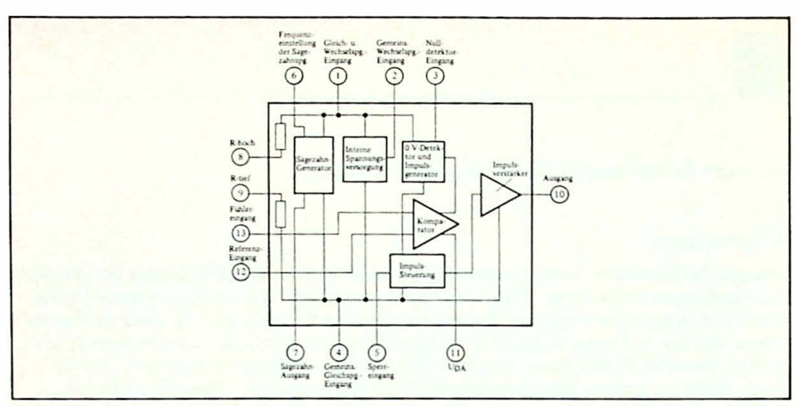


Bild 6.1
Blockschaltbild des SN 72440

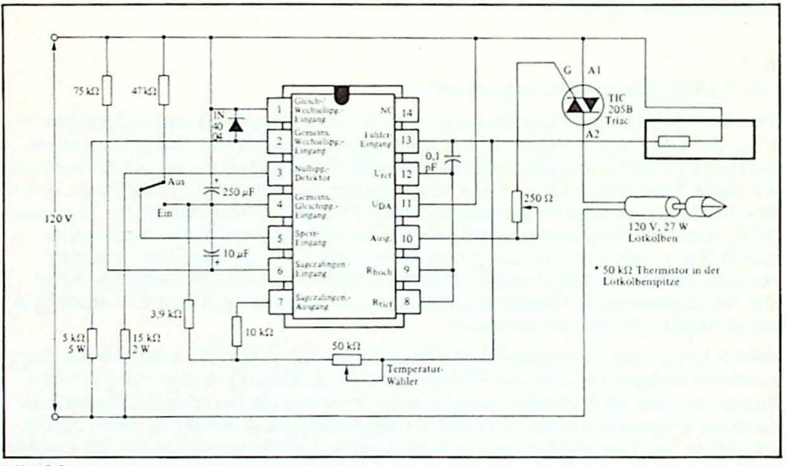


Bild 6.2
Temperatur-Regelung mit dem SN 72440

Die internen Widerstände R_{high} und R_{low} dienen dazu, dem Komparator eine Referenzspannung U_{ref} von $U_{DC}/2$, d.h. etwa 6 V zu liefern. Der Sensoreingang liefert dann eine Aus-Ein-Steuerspannung entsprechend der Änderung am 6-V-Pegel durch einen externen Fühler. Der Komparatorausgang steuert den Nullspannungsdetektor und den Pulsgenerator. Die resultierenden Impulse werden durch den Impulssteuerungsteil und den Impulsverstärker geführt und liefern die Steuerimpulse

für den Triac oder SCR am Ausgangsanschluß 10.

Für eine Proportionalsteuerung des Komparators und der Ausgangsimpulse ist ein interner Sägezahngenerator vorgesehen. Interne Vorspannungen liefern eine Eingangsschwellenspannung von etwa 67 % der Spannung U_{DC} für den Generator. Ein RC-Netzwerk zwischen Anschluß 1 und 4 steuert Anschluß 6 und ergibt eine Sägezahnspannung mit einer Frequenz von etwa 1/RC.

Ein Temperaturfühler (*Bild 6.2*) verwendet den SN 72440 in einer Anwendung für eine Proportional-Leistungssteuerung, wobei die Temperatur eines 27-W-Lötkolbens auf einem vorgegebenen Wert konstant gehalten wird. Die Temperatur wird durch einen in die Spitze des Lötkolbens eingebauten Thermistor gemessen. Durch die Einstellung der Temperatur auf einen gewünschten Pegel und Anlegen der Kolbenspitze an einen Transistor, integrierte Schaltung, Widerstand oder ein anderes Bauteil kann das Temperaturverhalten derartiger Bauelemente untersucht werden. Bei geeichter Temperatureinstellung läßt sich zum Beispiel die Temperatur bestimmen, bei der ein Bauteil nicht mehr ordnungsgemäß arbeitet oder seine Daten wesentlich ändert.

6.3 SN 72560 Präzisions-Pegeldetektor

6.3.1 Beschreibung

Es gibt zahlreiche Pegeldetektoren und Schmitt-Trigger, die meisten haben jedoch Eingänge, die den TTL-Schaltungen ähneln. Dies schließt ihre Verwendung in Schaltungen aus, bei denen eine hohe Eingangsimpedanz und niedere Ströme wie bei Zeitgebern und Oszillatoren mit sehr niederen Frequenzen erforderlich sind.

Der SN 72560 ist ein Präzisions-Pegeldetektor, der für Anwendungen gedacht ist, bei denen eine Schmitt-Triggerfunktion mit hoher Eingangsimpedanz gefordert wird. Die hohe Eingangsimpedanz des SN 72560 wird durch seinen äußerst niedrigen Eingangsruhestrom charakterisiert, der unter der Schaltschwelle der Anstiegsflanke 2 nA beträgt. Dadurch ist die Verwendung von großen RC-Zeitkonstanten für lange Zeitintervalle möglich. Diese integrierte Schaltung bietet außerdem ausgezeichnete Spannungs- und Temperaturstabilität, sowie eine extern einstellbare interne Referenzspannung für die Schaltschwelle. Diese Eigenschaften machen das Bauelement zu einer ausgezeichneten Interface-Schaltung zwischen Spannungsquellen mit sehr niedriger Frequenz oder hoher Ausgangsimpedanz und Logiksystemen.

Die interne Schaltschwelle für die Anstiegsflanke liegt bei etwa 60 % der Versorgungsspannung im Bereich von 2,5 bis 7 V. Dies ist eine interessante Tatsache, da die Zeit, die für eine Aufladung auf 60 % der Versorgungsspannung erforderlich ist, etwa gerade der Zeit RC in Sekunden entspricht, in der die ansteigende Flanke die Schwellspannung erreicht (bei gleicher Versorgungsspannung für die integrierte Schaltung und das RC-Netzwerk). Die Schwellspannung für den niedrigen Pegel bzw. für die abfallende Flanke beträgt etwa 0,6 V, wodurch die Hysteresekurve in der in *Bild 6.3* gezeigten grundlegenden Übertragungsfunktion entsteht. Der SN 72560 wurde für die Pegelanzeige von Gleichspannungen oder sehr niedrigen Frequenzen entwickelt. Aus diesem Grund ist die Schwellspannung für die abfallen-

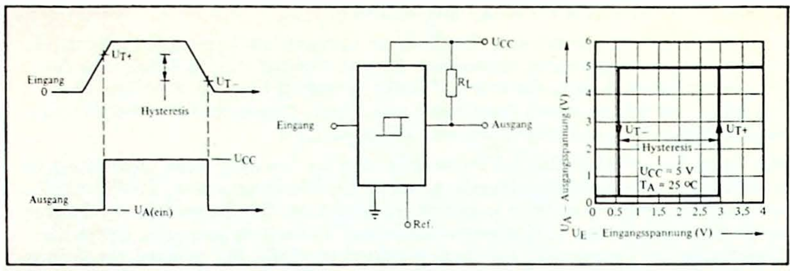


Bild 6.3
Übergangsfunktion des SN 72560

de Flanke und die daraus resultierende Hysteresekurve für manche Schaltanwendungen nicht geeignet.

Die Änderung der Schwellspannung in Abhängigkeit von der Temperatur bei U_{CC} = 5 V ist kleiner als 5 mV/°C für U_{T+} und etwa 1,4 mV/°C für U_{T-} in einem Temperaturbereich von 0 bis 70 °C.

Die Schwellspannung für die ansteigende Flanke ist von etwa 0,6 V bis annähernd 0,6 V unter U_{CC} mittels eines externen Widerstandes zwischen Referenzspannung und Masse oder U_{CC} einstellbar. Die Kurve in *Bild 6.4* zeigt die typische Abhängigkeit der positiven Schwellspannung von verschiedenen Widerstandswerten. Der Widerstand zwischen dem Referenzanschluß und Masse sollte nicht kleiner als 200 Ω sein.

Der Ausgang des SN 72560 liefert einen maximalen Strom von 160 mA, wobei ein Strom von 48 mA bei einer TTL-kompatiblen maximalen Spannung von 0,4 V garantiert wird. Mit dem geeigneten Belastungswiderstand für den Ausgang (R_L = 2,0 kΩ) kann ein Fanout von 30 für TTL-Lasten erzielt werden.

Die Quellenimpedanz für den Eingang ist zu begrenzen, da der Eingangsstrom I_{T+}

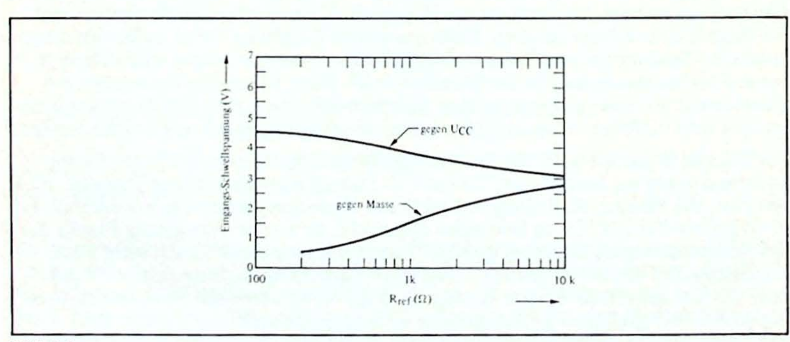


Bild 6.4
Eingangs-Schwellspannung in Abhängigkeit von R_{ref}

typisch 2 nA und der Haltestrom I_{T-} etwa 1,2 μA beträgt. Als maximale Quellenimpedanz wird daher für eine stabile Arbeitsweise empfohlen:

$$R_{E}max = \frac{U_{CC} - U_{T-}}{I_{T-}}$$

Sicherheitshalber ist es jedoch besser, einen Zuschlag von 0,5 V zur negativen Schwellspannung mit Rücksicht auf Störungen durch Rauschen zu machen. Somit ergibt sich:

$$R_{E}max = \frac{U_{CC} - (U_{T-} + 0,5)}{I_{T-}}$$

Beispiel: Mit U_{CC} = 5 V, I_{T-} = 1,2 μA und U_{T-} = 0,6 V, $R_{E}max \approx 3$ MΩ.

6.3.2
Anwendungen des SN 72560

Prellfreier Schalter

Ein Anwendungsbeispiel des SN 72560, welches seine grundlegende Arbeitsweise zeigt, ist der in *Bild 6.5* dargestellte prellfreie Schalter. Sobald der Schalter S_1 geöffnet wird, lädt sich der Kondensator C über den Widerstand R auf, bis U_{T+} erreicht wird und der Ausgang auf seinen hohen Pegel springt. Falls während des Aufladevorganges der Schalter S_1 prellt und schließt, wird der Kondensator entladen und der Ausgang bleibt unverändert bis die Prellvorgänge aufhören. Wenn der Schalter geschlossen ist, wird die Ausgangsspannung sofort Null. Wenn ein Prellen auftritt, entsteht am Ausgang keine Änderung, falls C nicht genügend aufgeladen ist. Die Spannungsverläufe in *Bild 6.5* zeigen dies deutlich.

Zeitgeber für lange Zeiten

In dieser Anwendung (siehe *Bild 6.6*) kann der Widerstand R sehr viel größer als

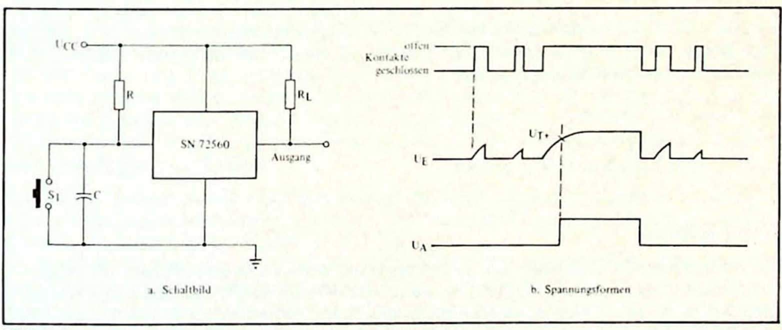


Bild 6.5
Prellfreier Schalter

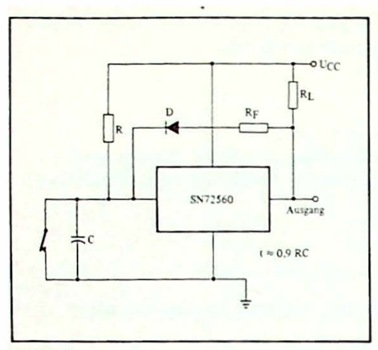


Bild 6.6
Grundlegende Schaltung für lange Verzögerungszeiten

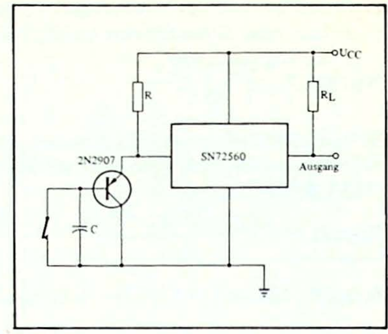


Bild 6.7
Andere Schaltung für lange Verzögerungszeiten

1 MΩ sein, da bei niedrigem Ausgangspegel die Diode D in Sperr-Richtung gepolt ist und die Verzögerungszeit nur durch die Werte von R und C bestimmt wird. Sobald der Schalter geöffnet und die Spannung U_{T+} erreicht wird, geht der Ausgangspegel hoch und die Diode D wird in Flußrichtung geschaltet um den erforderlichen Eingangsstrom zur Erhaltung dieses Schaltzustandes zu liefern. Die obere Grenze des Widerstandes R wird bestimmt durch:

1. Den Isolationswiderstand des Kondensators C
2. Den Sperrwiderstand der Diode D und den Widerstand R_F.

Für dieses Anwendungsbeispiel wird:

$$R_L \ll R_F \quad \text{und} \quad \frac{R(R_F + R_L)}{R + R_F + R_L} < 3\ \text{M}\Omega$$

Eine andere Schaltung für lange Verzögerungszeiten ist in *Bild 6.7* dargestellt. Wenn der Schalter geöffnet wird, so lädt sich C durch den Basisstrom des Transistors auf. Dadurch wird die Aufladezeit $h_{FE}CR$. Die Verzögerungszeit wird zwar von h_{FE} abhängig, die Schaltung hat jedoch den Vorteil mit wesentlich kleineren Widerständen und Kondensatoren auszukommen.

6.4
SN 72555 Präzisions-Zeitgeber

6.4.1
Beschreibung

Der monolithische Zeitgeber SN 72555 gestattet die Erzeugung genauer Verzögerungszeiten oder Schwingungen. Das Zeitintervall wird durch ein einfaches Widerstands-Kondensator-Netzwerk bestimmt. Wenn die Schaltung als Oszillator arbeitet, so wird die Frequenz und das Tastverhältnis durch zwei externe Widerstände und einen einzigen externen Kondensator eingestellt.

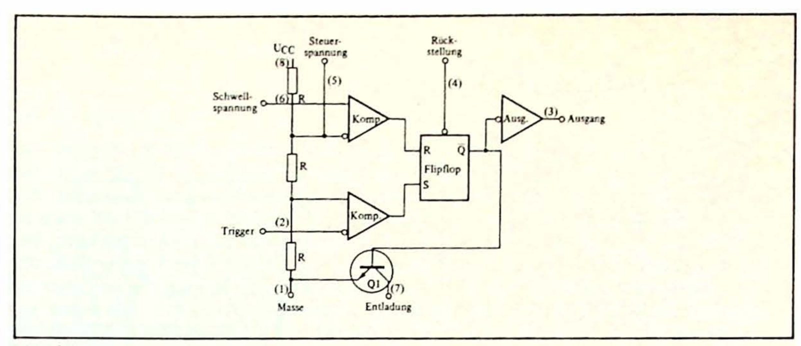


Bild 6.8
Blockschaltbild des SN 72555

Ein internes Vorspannungs-Netzwerk, wie es in *Bild 6.8* gezeigt wird, bestimmt die Schwellspannung für die Anstiegsflanke bei 2/3 U_{CC} und die Schwellspannung für die abfallende Flanke bei 1/3 U_{CC}. Diese Pegel können durch Zuführung von externen Vorspannungen an den Steueranschluß 5 verändert werden. Interne Komparatoren fragen die Eingangssignale ab und schalten das RS-Flipflop, wenn der Eingang unter der Schwellspannung liegt, wodurch der Ausgang hoch wird.
Liegt der Eingang über der Schwellspannung, so wird das Flipflop zurückgekippt und der Ausgang nimmt ein niedriges Potential an. Zusätzlich wird bei niedrigem Ausgang der Transistor Q_1 durchgeschaltet, wodurch eine niederohmige Verbindung zur Masse am Anschluß 7 entsteht. Der SN 72555 kann mit Versorgungsspannungen bis +16 V betrieben werden und sein Ausgang liefert Ströme bis 200 mA.

6.4.2
Anwendungen des SN 72555

Der SN 72555 kann sehr leicht als einfacher monostabiler Multivibrator gemäß *Bild 6.9* geschaltet werden. Wie die Spannungsformen zeigen, wird durch einen negativen Impuls am Triggereingang das Flipflop umgeschaltet und der externe Kondensator beginnt sich aufzuladen. Während der Ladezeit ist der Ausgangspegel hoch. Wenn der Kondensator bis zum Pegel der Schwellspannung aufgeladen ist, kippt das Flipflop zurück, schaltet Q_1 durch und entlädt C, wodurch der Ausgang auf seinen niedrigen Pegel zurückkehrt.

Sobald ein Triggerimpuls zugeführt worden ist, läuft der Ladevorgang von C ungestört ab bis zum Schaltpegel unabhängig von weiteren Triggerimpulsen. Die resultierende Impulsbreite ist annähernd 1,1 $R_A C$.
Die Vielfalt der internen Funktionen, die im SN 72555 gegeben sind, gestatten eine große Anzahl von Verwendungsmöglichkeiten. Im Datenblatt für diese integrierte Schaltung werden beispielsweise folgende Anwendungen besprochen: Monostabiler Multivibrator, Pulsbreitenmodulation, Pulsphasenmodulation, astabiler Multivibrator, Impuls-Abwesenheitsdetektor, Frequenzteiler und sequentieller Zeitgeber.

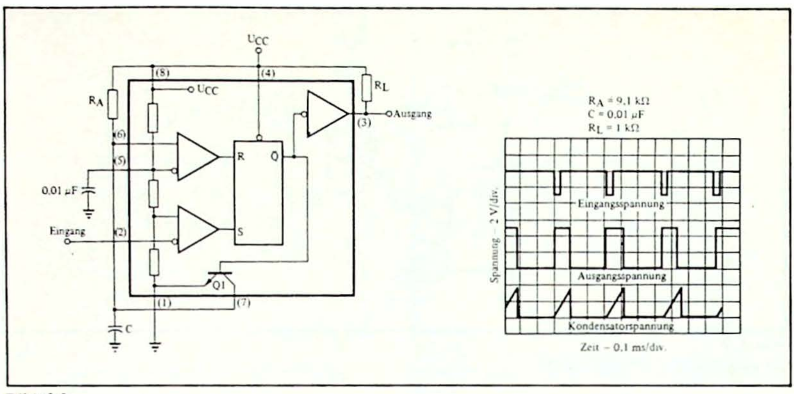


Bild 6.9
Monostabile Arbeitsweise mit dem SN 7255

Eine zusätzliche praktische Anwendung ist die verzögerte Einschaltung von Stromversorgungsgeräten. Dies ist sehr einfach durchzuführen, wenn man mit dem Ausgang des SN 72555 einen Serientransistor durchschaltet und damit die Speisespannung an die Last legt (siehe *Bild 6.10*). Mit der Zeitkonstante R_AC kann die gewünschte Verzögerungszeit eingestellt werden.
Um eine verzögerte Abschaltung der Stromversorgung eines Systems zu erzielen, muß eine etwas abgeänderte Schaltung verwendet werden, wie in *Bild 6.11* dargestellt wird. Solange der Schalter S_1 geschlossen ist, bleibt der Ausgang auf +5 V, da der Serientransistor über R_1 und D_1 durchgesteuert wird. Bei Öffnen des Schalters S startet ein negativer Spannungssprung, der an den Anschluß 2 gekoppelt wird, den Zeitablauf. R_2 (680 kΩ) und C_1 (47 µF) bewirken die Abschaltung nach etwa 30 Sek., indem der Ausgang (3) der integrierten Schaltung auf ein niedriges Potential springt und den Serientransistor 2N 5449 sperrt.

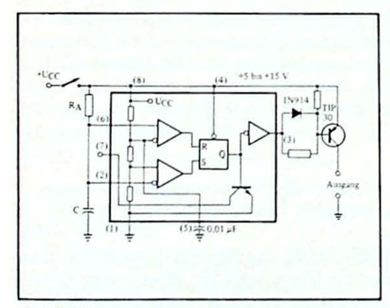


Bild 6.10
Verzögerte Einschaltung einer Stromversorgung

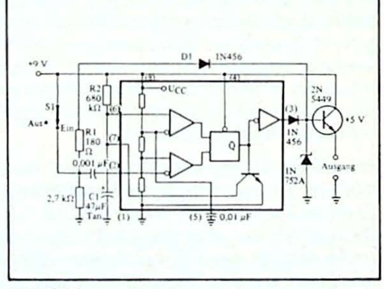


Bild 6.11
Verzögerte Abschaltung einer Stromversorgung

6.5
SN 76502 Logarithmischer Verstärker

6.5.1
Beschreibung

Der logarithmische Verstärker SN 76502 wurde geschaffen, um in hochwertigen elektronischen Analgen wie Radargeräten, Infrarot-Suchgeräten und Waffensystemen eingesetzt zu werden. Er hat sich jedoch auch sehr nützlich für zahlreiche allgemeine Zwecke, wie etwa für die Dynamikkompression bei der Datenübertragung und analogen Anwendungen erwiesen.
Um diese integrierte Schaltung sinnvoll einzusetzen, muß man ihre Vorzüge und Grenzen jedoch gut kennen. Die grundlegende logarithmische Übertragungsfunktion leitet sich aus dem exponentiellen Zusammenhang zwischen Kollektorstrom und Basis-Emitterspannung her. Differenz-Verstärker, bei denen die Eingänge positive und negative Potentiale annehmen können, sorgen für eine entsprechende Kompensation der Einflüsse von Temperatur und Versorgungsspannung, wobei die Gleichtaktunterdrückung Rauschstörungen vermindert. Ein einzelner Abschnitt des Verstärkers hat einen nutzbaren Bereich von 15 dBV.

Bild 6.12 zeigt das Blockschaltbild des SN 76502. Er enthält acht logarithmische Gruppen, von denen jede einen Arbeitsbereich von 15 dBV besitzt. Jeder Anschluß der Schaltung führt zu zwei dieser Gruppen, so daß jeder Eingang einen Gesamtbereich von 30 dBV hat. Die einer logarithmischen Funktion folgenden Ströme von jeweils zwei Gruppen (A_1 und A_2 oder B_1 und B_2) werden summiert und einer komplementären Ausgangsstufe zugeführt, wodurch ein Differenz-Ausgangssignal vorliegt, welches die Summe der Logarithmen der Eingangssignale darstellt. Zum Beispiel ist $Y - \overline{Y} = \log A_1 + \log A_2$. Der gesamte Arbeitsbereich einer Stufe ist 60 dBV.
Die Ströme der beiden Ausgangsstufen des SN 76502 können summiert werden, indem man Y mit Z und $\overline{Y}$ mit $\overline{Z}$ (*Bild 6.12*) verbindet. Die Differenz der Ströme erhält man, wenn man Y mit $\overline{Z}$ und $\overline{Y}$ mit Z verbindet. Bei der Summierung ist der gesamte theoretische Arbeitsbereich 120 dBV.

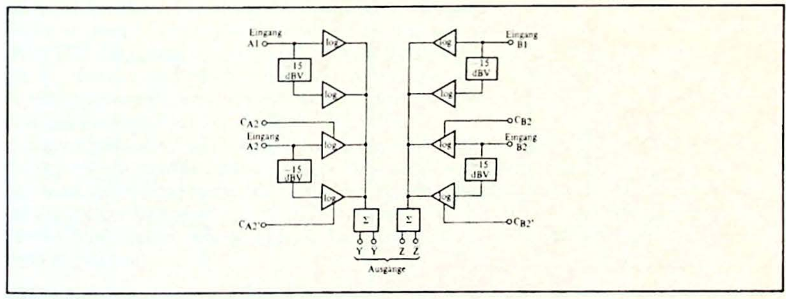


Bild 6.12
Funktions-Blockschaltbild des SN 76502

6.5.2
Überlegungen zur Eingangsspannung

Um eine sichere Arbeitsweise über einen großen Bereich der Eingangsspannung zu erhalten, müssen verschiedene Grenzen des Arbeitsbereiches beachtet werden. Die empfohlene Eingangsspannung für jede Gruppe soll zwischen 10 mV und 1,0 V liegen. Signale unter 10 mV liegen außerhalb der normalen logarithmischen Charakteristik der Eingangsstufe und Pegel über 1,0 V können begrenzt werden, da die Eingangstransistoren bis in die Sättigung durchgesteuert werden, die zu einer Verzerrung der logarithmischen Ausgangscharakteristik führt. Sehr große Eingangssignale (⩾ ± 3 V) bewirken eine starke Sättigung und eine Begrenzung im Summierverstärker, die das Ausgangssignal völlig verzerren. Um eine ordnungsgemäße Arbeitsweise über einen großen Bereich des Eingangssignales zu sichern und die Eingangsspannungen den Arbeitsgrenzen der einzelnen Schaltungsgruppen anzupassen, können zwei Modifikationen für die Verarbeitung der Signale erforderlich sein:

1. Das Eingangssignal muß in irgendeiner Weise am Eingang jeder logarithmischen Gruppe begrenzt werden um eine Übersteuerung zu verhindern. Dies kann mittels Dioden geschehen oder durch Begrenzung im Interface-Verstärker.
2. Die Amplitude jedes 30-dBV-Abschnittes des Eingangssignales muß auf den richtigen Arbeitspegel des dafür bestimmten logarithmischen Verstärkers gebracht werden.

Bild 6.13 zeigt ein Beispiel, wie ein dynamisches Eingangssignal bei der Zuführung zu den einzelnen Eingängen der logarithmischen Verstärker modifiziert werden kann. Das Eingangssignal soll einen Gesamtbereich von 120 dBV (30 μV bis 30 V) haben. Das Signal von 30 μV bis 1 mV wird 60 dB mittels G_3 verstärkt. Der Abschnitt 1 bis 30 mV wird 30 dB durch G_2 verstärkt,um etwa 30 mV bis 1 V Steuerspannung für den Eingang B_1 zu erhalten. Der Abschnitt von 30 mV bis 1 V bleibt über G_1 unverändert (Verstärkung 1) und wird dem Eingang A_2 zugeführt. Der Abschnitt von 1 V bis 30 V wird schließlich 30 dB abgeschwächt und gelangt auf den Eingang A_1. Alle diese Interface-Verstärker müssen eine Begrenzung ihrer Ausgangsspannung zwischen 1 und 3 V besitzen um eine Übersteuerung der Eingänge des SN 76502 durch große Eingangssignale zu verhindern. Die Schaltung in *Bild 6.14*

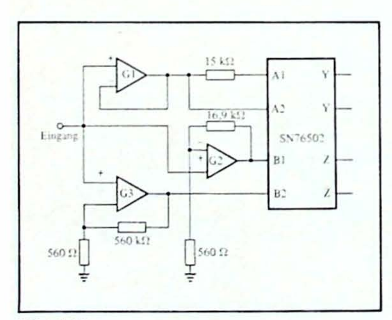


Bild 6.13
Anordnung für Eingangssignale von 30 μV bis 30 V

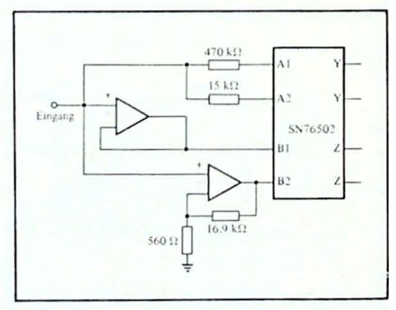


Bild 6.14
Anordnung für Eingangssignale mit höherem Pegel

kann höhere Eingangsspannungen verarbeiten, da die Eingangsbeschaltung eine geringere Verstärkung aufweist.
Ein anderes Problem in Bezug auf die Eingangssignale ist ein Offset der Interface-Verstärker, insbesondere bei der Verwendung von Hochfrequenz-Verstärkern. Für hohe Frequenzen (1 bis 40 MHz) können die verwendeten Verstärker ein beträchtliches Ausgangs-Offset besitzen. Dies ist typisch für die meisten Video-Verstärker und erfordert eine kapazitive Kopplung zu den logarithmischen Verstärkern um einwandfreie Resultate zu erhalten.

6.5.3
Überlegungen zur Ausgangsspannung

Die Ausgangssignale der logarithmischen Verstärker haben einen niedrigen Pegel, im allgemeinen weniger als 0,6 V. Der Ruhepegel des Ausganges beträgt etwa +5,6 V. Dies befindet sich sehr nahe am Pegel von U_{CC+} mit 6 V und liegt als Gleichtaktpegel für die $Y - \overline{Y}$ und $Z - \overline{Z}$ Ausgänge vor. Normalerweise wird ein externer Differenz-Verstärker am Ausgang verwendet, um eine Gleichtaktunterdrückung zu bewirken und die Steilheit des Ausgangsspannungsanstieges und des Offsets einstellbar zu machen. Der Trennverstärker am Ausgang muß eine Gleichtaktspannung von wenigstens 6 V verarbeiten können oder eine entsprechende Bandbreite besitzen.

Der Differenz-Ausgangs-Offset des SN 76502 (normal nur ± 40 mV) kann durch ein 10-kΩ-Potentiometer zwischen den Kompensations-Anschlüssen C_{A2} und C_{A2}' sowie C_{B2} und C_{B2}' mit dem Schleifer an U_{CC-} ausgeglichen werden.

6.5.4.
Überlegungen zu den Eigenschaften des SN 76502

Die Schaltungsparameter, die am besten die Eigenschaften und Güte des SN 76502 beschreiben, sind der Skalenfaktor (Gleich- oder Wechselspannung) und der Faktor des Gleichspannungsfehlers. Der Skalenfaktor stellt den Zusammenhang zwischen der tatsächlichen Änderung der Ausgangsspannung in mV einer logarithmischen Stufe zu deren Eingangsänderung in dBV dar. Die sich ergebende Einheit ist mV/dBV. Die Testpunkte von 18 mV und 560 mV Eingangsspannung wurden gewählt, um im aktiven und günstigen Arbeitsbereich zu liegen. Dies stellt eine Änderung der Eingangsspannung von 30 dBV dar, und zwar von –5 dBV bis –35 dBV. 1,0 V wird als Bezugspegel von 0 dBV verwendet.
Mit der Maßeinheit mV entspricht 20 log 560 – 20 log 18 = 55 –25 = 30 mV Änderung der Ausgangsspannung. Dies bedeutet theoretisch, daß der Skalenfaktor, der dem Verhältnis der Änderung der Eingangsspannung von 30 mV zur Änderung der Ausgangsspannung um 30 dBV in diesem Fall 1 mV/dBV beträgt. Die interne Verstärkung liefert jedoch höhere Ausgangspegel. Im folgenden bringen wir ein typisches Beispiel:

Eingangspegel	Ausgangspegel
18 mV	200 mV
560 mV	440 mV

Wenn man diese Werte in die Gleichung für den Skalenfaktor (SF) einsetzt, so erhält man:

$$SF = \frac{U_A \text{ bei } 560 \text{ mV} - U_A \text{ bei } 18 \text{ mV}}{30 \text{ dBV}}$$

$$= \frac{440 \text{ mV} - 200 \text{ mV}}{30 \text{ dBV}} = \frac{240 \text{ mV}}{30 \text{ dBV}} = 8 \text{ mV/dBV}$$

Bei niedrigen Frequenzen ist der Skalenfaktor für Gleich- oder Wechselspannungsbedingungen im wesentlichen gleich groß. Bei hohen Frequenzen (10 bis 40 MHz) können Abweichungen durch unterschiedliche Verstärkung bei diesen Pegeln auftreten.

Die Größe der Abweichung der Ausgangskennlinie des logarithmischen Verstärkers von seinem wahren Wert in der Mitte des Arbeitsbereiches ist der Gleichspannungsfehler. Dieser Parameter wird bei einem Eingangspegel von 100 mV gemessen. Dies ist der –20-dBV-Punkt, der in der Mitte zwischen den –5-dBV- und –35-dBV-Testpunkten gewählt wurde.

Der Ausgangspegel an diesem Mittelpunkt sollte gleich sein dem Mittelwert der Ausgangspegel an den beiden äußeren Testpunkten. Falls dies zutrifft, würde kein Fehler vorleigen. Der absolute Wert der Differenz zwischen dem tatsächlichen Ausgangspegel im Mittelpunkt und seinem Sollwert stellt den Fehler in Millivolt dar. Um den tatsächlichen Fehler in dBV zu bestimmen, muß er durch den Skalenfaktor der Schaltung dividiert werden.

Die resultierende Gleichung für den Fehler ist:

$$\text{Fehler} = \frac{|U_A \text{ bei } 100 \text{ mV} - (0{,}5)(U_A \text{ bei } 560 \text{ mV} + U_A \text{ bei } 18 \text{ mV})|}{\text{Skalenfaktor}}$$

Für ein typisches Anwendungsbeispiel ist der Zusammenhang zwischen Ausgangs- und Eingangspegel:

Eingangspegel	Ausgangspegel
18 mV (–35 dBV)	220 mV
100 mV (–20 dBV)	328 mV
560 mV (–5 dBV)	440 mV

$$\text{Fehler} = \frac{|328 \text{ mV} - (0{,}5)(440 \text{ mV} + 200 \text{ mV})|}{8 \text{ mV/dBV}}$$

$$= \frac{|328 \text{ mV} - 320 \text{ mV}|}{8 \text{ mV/dBV}} = \frac{8 \text{ mV}}{8 \text{ mV/dBV}}$$

Typischer Fehler = 1 dBV

6.5.5 Anwendungen

Ein gutes Anwendungsbeispiel für den logarithmischen Verstärker ist die in *Bild*

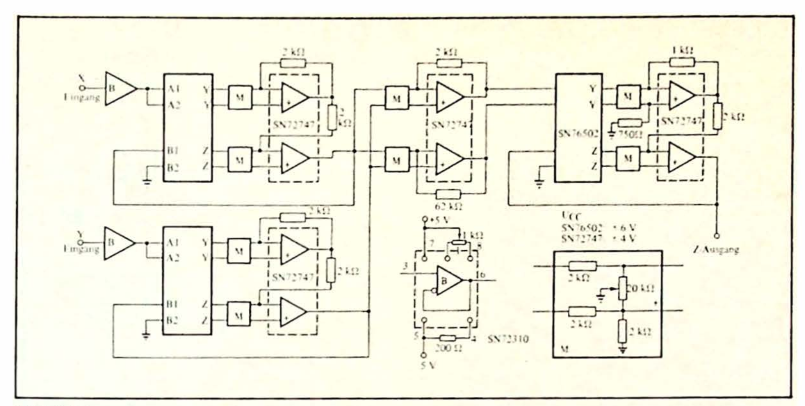


Bild 6.15
Schaltung zur direkten Bestimmung der Hypothenuse eines rechtwinkligen Dreiecks

6.15 gezeigte Schaltung, welche die Berechnung der Hypothenuse eines rechtwinkligen Dreieckes gestattet, wenn die beiden anderen Seiten gegeben sind. Mit den logarithmischen Verstärkergruppen des SN 76502 ist es möglich den Wert für Z (die Hypothenuse) zu erhalten, wenn man die Werte von X und Y den Eingängen wie gezeigt zuführt. Am Ausgang der Schaltung ergibt sich automatisch der Wert für Z.
Eine Analyse der verschiedenen erforderlichen logarithmischen Funktionen ergibt folgendes:

$$Z^2 = X^2 + Y^2$$
$$= \text{antilog } 2 \log X + \text{antilog } 2 \log Y$$
$$Z = \text{antilog } 1/2 \log Z^2$$
$$= \text{antilog } 1/2 (\text{antilog } 2 \log X + \text{antilog } 2 \log Y)$$

6.6 SN 76514 Symmetrischer Mischer (Gegentaktmodulator)

6.6.1 Beschreibung

Die Mischung zweier Signale mit verschiedenen Frequenzen,um ein drittes Signal zu erhalten wird, in allen Arten von Kommunikationssystemen verwendet.
Mit der wachsenden Verbreitung der Einseitenband-Übertragung mit unterdrücktem Träger (single-sideband = SSB) steigt der Bedarf an derartigen Schaltungen. In einem SSB-System muß der Vorgang der Frequenzumsetzung mittels einer Mischung oder Überlagerung erfolgen, da eine Frequenzvervielfachung einen Verlust des ursprünglichen Modulationssignales und das Auftreten unerwünschter Verzerrungsprodukte bewirken würde. In vielfacher Hinsicht ist der Vorgang der Modulation, des Mischens und der Demodulation grundsätzlich gleich. Die Forderungen und die Schaltungs-

analyse sind daher sehr ähnlich. Sie arbeiten nach demselben Prinzip, bei dem zwei Signale verschiedener Frequenz entweder einem oder zwei Eingängen der entsprechenden Schaltung zugeführt werden. Das Ausgangssignal ist eine komplexe Funktion und kann am besten durch eine Potenzreihe ausgedrückt werden:

$$U_A = A_0 + A_1u_c + A_2u_c^2 + A_3u_c^3 + A_4u_c^4$$

Die mathematische Auswertung dieses Ausdruckes für zwei zugeführte Signale der Frequenz f_o und f_s ergibt folgende Produkte am Ausgang:

f_o, f_s

$f_o \pm f_s$

$2f_o \pm f_s, f_o \pm 2f_s$

$3f_o \pm f_s, f_o \pm 3f_s$

$4f_o \pm f_s, f_o \pm 4f_s$ usw.

Die Ordnung des Produktes $nf_o \pm mf_s$ wird als die Summe von n + m definiert. Im allgemeinen sind die kräftigsten Komponenten die Produkte niederer Ordnung. Daher sind auch ausschließlich diese von Bedeutung. Da die gewünschte Ausgangsfrequenz entweder die Summe oder Differenz der Eingangsfrequenzen $f_o \pm f_s$ ist, sollten alle unerwünschten Komponenten eliminiert werden.
Die Dämpfung dieser unerwünschten Frequenzanteile ist das Hauptproblem bei der Entwicklung von Mischern und Modulatoren. Meist folgen auf diese Mischer und Modulatoren verschiedene Filter oder abgestimmte Kreise, welche die Frequenzkomponenten außerhalb des gewünschten Bereiches abschwächen. Diese Methode der Dämpfung ist gut geeignet für die Abschwächung von Produkten höherer Ordnung und Komponenten außerhalb des gewünschten Frequenzbandes. Es fallen jedoch einige der ungeradzahligen Intermodulationsprodukte in oder sehr nahe an den gewünschten Frequenzbereich. Ihre Dämpfung ist primär eine Aufgabe des Mischers selbst.
Symmetrische Modulatoren bzw. Mischer haben den Vorteil, eines der beiden Eingangssignale, meist den Träger, zu unterdrücken sowie die Harmonischen hiervon aufzuheben, indem zwei gleich große Signale gegenphasig dem Ausgang zugeführt werden. Im doppelten symmetrischen Mischer umfaßt dies auch die beiden Eingänge. Die Größe der Abschwächung hängt von der Symmetrie der beiden Ausgangssignale ab. Wenn beide Signale gleich groß sind und entgegengesetzte Phase haben, tritt das Maximum der Unterdrückung auf. Symmetrie kann durch Aussuchen und Verwendung gleichwertiger Bauteile erreicht werden. Da dies bei der Verwendung von diskreten Bauelementen äußerst unpraktisch ist, muß man mehrere Einstellorgane wie variable Kondensatoren oder Widerstände versehen, um Unsymmetrien infolge der Bauteiletoleranzen auszugleichen.
Obwohl die Anpassung diskreter Bauelemente unpraktisch ist, kann sie durch Verwendung der Integrationstechnik realisiert werden. Ein symmetrischer Modulator/Mischer ist ideal für die integrierte Schaltungstechnik geeignet, da die Anforderungen der Leistung und Spannungsfestigkeit nicht hoch und keine abgestimmten Kreise zur Erreichung der gewünschten Symmetrie erforderlich sind. Die monolithische integrierte Schaltung SN 76514 wurde als doppelter symmetrischer Modulator oder Mischer entwickelt, der im allgemeinen keine Einstellung zur Erzielung der Symmetrie benötigt.

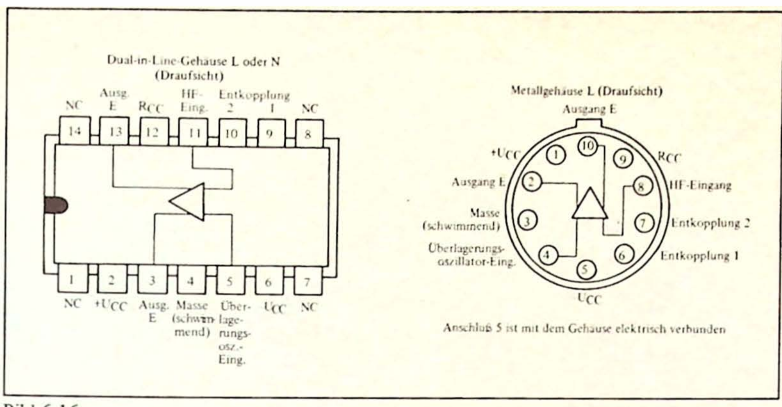


Bild 6.16
Anschlußbelegung des SN 76514

Diese integrierte Schaltung enthält sieben einander angepaßte Transistoren und Widerstände in einem L- oder N-Gehäuse (*Bild 6.16*). Da die Anpassung der Komponenten durch die Integrationstechnik gegeben ist, erhält man ein hohes Maß an Unterdrückung der unerwünschten Frequenzkomponenten. Der SN 76514 hat drei Eingänge und zwei getrennte Ausgänge. Einige andere Punkte der Schaltung werden ebenfalls nach außen geführt, um eine geeignete kapazitive Überbrückung und Betriebsspannungszuführung zu ermöglichen. Diese Schaltung benötigt außerdem wesentlich weniger Platz als ein entsprechendes System mit diskreten Bauteilen. Es sind keine externen Einstellungen zur Erzielung der geforderten Abschwächung und Isolation erforderlich.

Bild 6.17 zeigt die Schaltung des SN 76514 mit den Anschlußbezeichnungen für das 10polige L-Metallgehäuse. In den folgenden Beschreibungen beziehen sich die Anschlußbezeichnungen auf das L-Gehäuse. Aus *Bild 6.17* kann man entnehmen, daß die integrierte Schaltung aus zwei kreuzweise gekoppelten Differenzverstärkern besteht, deren Emitter mit einem dritten Differenzverstärker verbunden sind. Anschluß 7 und 8 bilden ein Differenzverstärkerpaar für ein Eingangssignal, während Anschluß 4 einen unsymmetrischen Eingang für das andere Signal bildet. Die Schaltung arbeitet als ein doppeltes symmetrisches System, in dem beide Signaleingänge symmetriert sind und die Signale daher an den Ausgängen stark abgeschwächt werden. Anschluß 2 und 10 bilden die Ausgangsverbindungen, an denen die Signale im Gegentakt oder unsymmetrisch abgenommen werden können.

Die Schaltung ist für die Speisung aus einer einzelnen 12-V-Spannungsquelle oder einer Spannung von ± 6 V ausgelegt. Für den Betrieb an +12 V wird der positive Anschluß der Spannungsquelle an U_{CC} und der negative an $-U_{CC}$ gelegt, der Anschluß 3 (floating ground) an Masse. Für den Betrieb an zwei 6-V-Spannungsquellen läßt man R_{CC} offen und verbindet den positiven Anschluß einer Spannungsquelle mit $+U_{CC}$, den negativen Anschluß der anderen Spannungsquelle mit $-U_{CC}$. Die restlichen Anschlüsse der beiden Spannungsquellen werden an den Anschluß 3 gelegt.

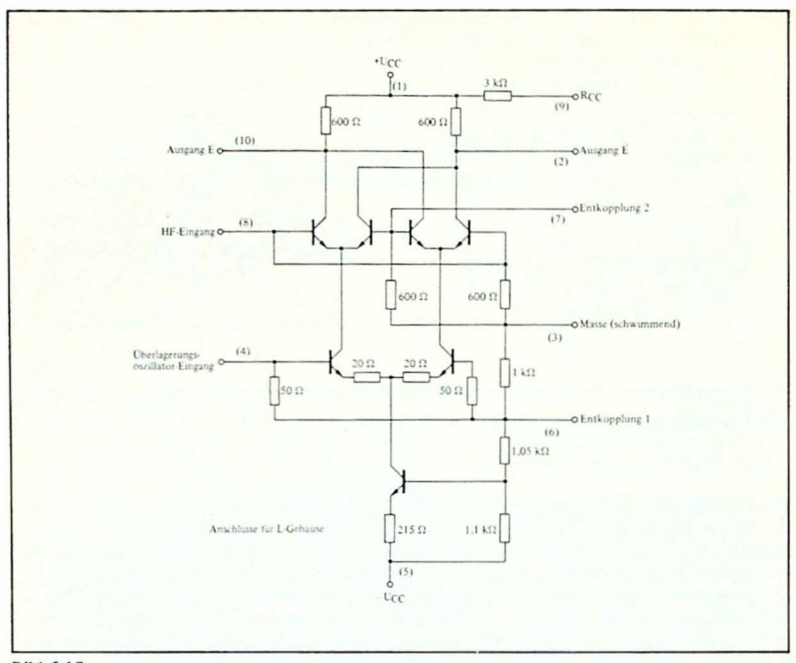


Bild 6.17
Schaltbild des SN 76514

Die Ein- und Ausgänge sollten kapazitiv angekoppelt werden, um eine Verschiebung der Gleichspannungspotentiale der Schaltung zu vermeiden.
Besondere Sorgfalt ist beim Arbeiten mit niederen Frequenzen anzuwenden, da als Koppelkondensatoren meist Elektrolytkondensatoren verwendet werden, deren Leckströme die Symmetrie der Schaltung empfindlich stören können. Dies tritt auch auf, wenn die Anschlüsse 7 und 8 in der Nähe des Massepotentials arbeiten. Falls noch mit kapazitiver Kopplung gearbeitet werden muß, werden jedoch die Störungen durch die Leckströme ein Minimum.
Der SN 76514 wurde für niedrige Eingangsimpedanzen ausgelegt. Diese ist normalerweise 50 Ω für Anschluß 4 und 600 Ω für Anschluß 7 und 8. Die folgende Tabelle zeigt die Impedanz in Abhängigkeit von der Frequenz bei unsymmetrischen Eingängen:

Frequenz	Anschluß 4	Anschluß 7 oder 8
5 MHz	63 Ω	530 Ω
10 MHz	62 Ω	480 Ω
50 MHz	68 Ω	360 Ω
100 MHz	80 Ω	290 Ω

Die Ausgangsimpedanz jedes Differenzverstärkers hängt von der Frequenz und dem Lastwiderstand R_L am Kollektor ab. Ein 600-Ω-Widerstand ist auf dem Chip untergebracht. Dieser Wert kann durch Parallelschalten eines externen Widerstandes zwischen U_{CC} und Kollektor verringert werden.
Der SN 76514 arbeitet zufriedenstellend bis 150 MHz. Abhängig von der geforderten Signaltrennung und Mischverstärkung kann er auch bei höheren Frequenzen eingesetzt werden. Die Mischverstärkung ist eine Funktion des Oszillatorspannungspegels bezogen auf das gewünschte Ausgangssignal.
Eine hohe Oszillatorspannung bringt eine gute Mischverstärkung, es steigen jedoch auch die ungeradzahligen Intermodulationsprodukte. Eine niedrige Oszillatorspannung ergibt eine kleine Mischverstärkung, schlechtes Signal-Rauschverhältnis und daher auch ein relativ hohes Durchführungs- (oder Durchfütterungs-) Verhältnis.
Die Ableitung der Übertragungsfunktion der Schaltung ergibt für die Ausgangsspannung $U_A = -600\ (0{,}018)\ u_2 \tanh (38\ u_2/2)$ für die eingebaute Last von 600 Ω, wobei u_1 dem Anschluß 7 oder 8 und u_2 dem Anschluß 4 zugeführt wird.

6.6.2
Anwendungen des SN 76514

Mischer

Bei der Anwendung des SN 76514 als Mischer wird der Träger f_o mit einem Signal f_s gemischt. Die gewünschte Ausgangsspannung ist $f_o \pm f_s$. Infolge von Unzulänglichkeiten im Mischprozeß werden auch andere Ausgangsspannungen erzeugt. Im allgemeinen sinkt jedoch die Amplitude mit zunehmender Ordnungszahl der Intermodulationsprodukte.
Bilder 6.18, 6.19 und 6.20 zeigen die Eigenschaften des SN 76514 als Frequenzumsetzer mit den beiden Eingangsfrequenzen 1 MHz und 10 MHz. Diese Versuche wurden mit einem Filter im 1-MHz-Eingang ausgeführt. Dies verringert den Pegel der Harmonischen infolge von Verzerrungen am Eingang auf über −90 dB, und ist erforderlich um genaue Ergebnisse bei der Messung der Intermodulationsprodukte zu sichern. *Bilder 6.18* und *6.19* zeigen die Ausgangsspannungen im Verhältnis zu den Pegeln der wichtigsten Seitenbänder.
Trotz der großen Anzahl der Erkenntnisse, die man diesen Darstellungen entnehmen kann, ist es nicht einfach, alle Eigenschaften eines Mischers der über einen so großen Frequenzbereich verwendbar ist, zu erfassen. Man sieht, daß der Benützer einen Kompromiß zwischen dem Pegel der Intermodulationsprodukte und maximal zulässigen Durchführung der Eingangssignale machen muß.
Der SN 76514 hat ausgezeichnete Eigenschaften in Hinblick auf die Intermodulationsprodukte und die Durchführung der Eingangssignale, infolge der durch den monolithischen Integrationsprozeß innewohnenden Anpassung und Gleichmäßigkeit der Schaltelemente. Es ist auch eine ausgezeichnete Anpassung der Temperaturabhängigkeit der Bauelemente gegeben, da alle diese aus demselben Diffusionsprozeß stammen und ihre physikalischen Eigenschaften einander sehr ähnlich sind. Die Eigenschaften können jedoch noch verbessert werden, wenn man einen kleinen Differenz-Offsetstrom dem oberen Differenzverstärker (Anschluß 7 und 8) zuführt. Der erforderliche Strom ist sehr klein, meist in der Größenordnung von Mikroampere. Die Auswirkung dieses Offsetstromes sieht man in den *Bildern 6.18, 6.19* und *6.20.* Man muß berücksichtigen, daß das Signal am Eingangsanschluß durch diese Symmetrier-

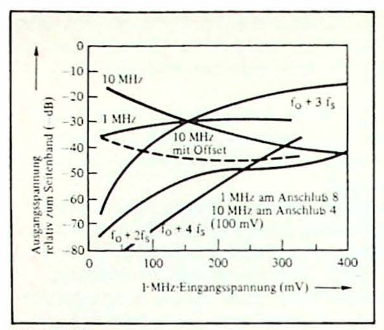


Bild 6.18
Eingangs-Ausgangs-Charakteristik

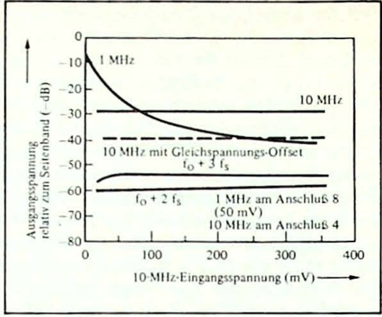


Bild 6.19
Eingangs-Ausgangs-Charakteristik

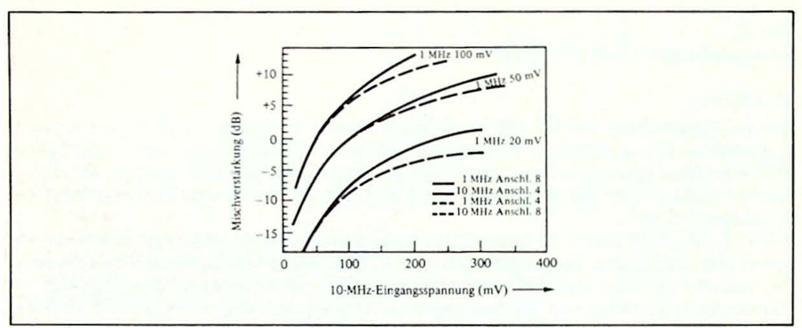


Bild 6.20
Mischverstärkung

methode beeinflußt wird. Dadurch wird bestimmt, welches der beiden Eingangssignale dem Anschluß 4 oder den Eingängen 7 und 8 zugeführt wird. *Bilder 6.12* und *6.22* zeigen das Eingangs-Ausgangsverhalten dieser integrierten Schaltung als Mischer. Eine gute Linearität ist bis etwa 100 mV_{SS} gegeben.

Frequenz-Verdoppler

Wenn der SN 76514 als Frequenz-Verdoppler verwendet wird, so ist das angewandte Prinzip das eines Vervielfachers, bei dem dieselbe Frequenz beiden Eingängen zugeführt wird. Dies erfolgt unsymmetrisch an den Eingang 4 und unsymmetrisch oder symmetrisch an die Eingänge 7 und 8. Die Ausgangsspannung kann unsymmetrisch oder im Gegentakt an den Anschlüssen 2 und 10 abgenommen werden. Es werden keine abgestimmten Kreise verwendet und *Bild 6.23* zeigt die Änderung des Anteiles der Harmonischen in der Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Eingangspegel, relativ zum Pegel der verdoppelten Frequenz. Man muß einen Kompromiß zwischen dem zulässigen Pegel der 1-MHz-Komponente mit der in diesem Fall auftretenden

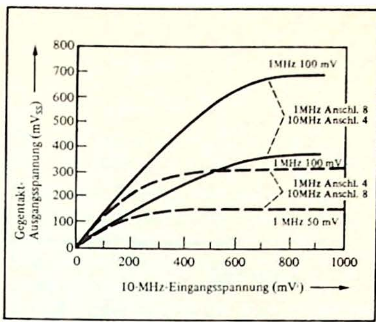


Bild 6.21
Eigenschaften des Mischers

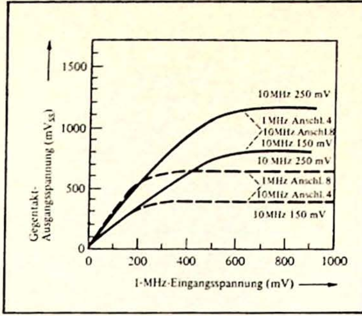


Bild 6.22
Eigenschaften des Mischers

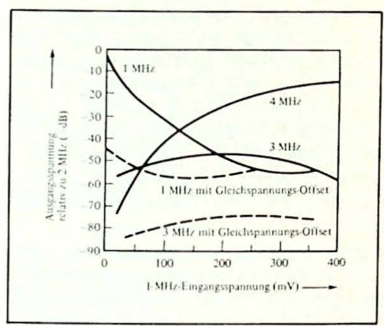


Bild 6.23
Eingangs-Ausgangs-Charakteristik des Frequenzverdopplers

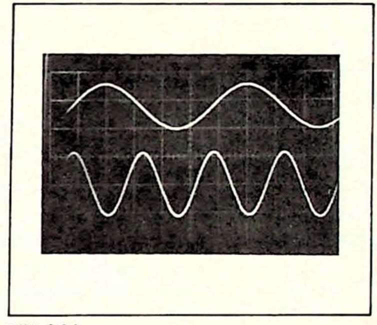


Bild 6.24
Eingangs-Ausgangs-Spannungsformen des Frequenzverdopplers

4-MHz-Komponente machen. Bei Zuführung derselben Frequenz können auch die Pegel der Eingangsspannungen variiert werden.
Bild 6.24 zeigt die Eingangs- und Ausgangsspannungsverläufe der Frequenzen 1 und 1 MHz. Da es sich um eine monolithische integrierte Schaltung handelt, gibt es auch keinen Grund, weshalb das Phasengleichgewicht nicht gut sein und die Phasenbeziehung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung daher über einen weiten Frequenzbereich nicht erhalten werden sollte. Es zeigt sich, daß bei der Verwendung dieser Schaltung als Verdoppler die Symmetrierung durch Zuführung eines kleinen Offsetstromes zwischen Anschluß 7 und 8 die Eigenschaften wesentlich verbessert, insbesondere in Hinblick auf die Durchführung der Grundwelle. Der zugeführte Strom zu den Anschlüssen 7 und 8 liegt im Bereich von Mikroampere.

Steuerbarer Verstärker

In Kommunikations- und Radarsystemen ist es häufig erforderlich, den Verstärkungs-

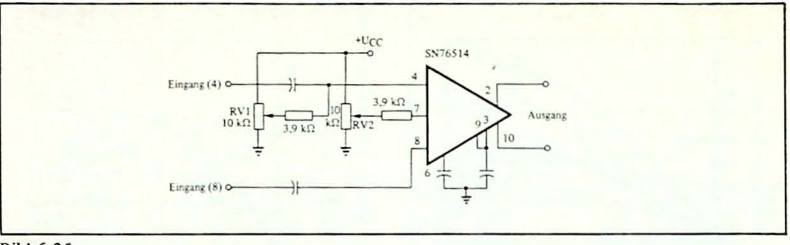
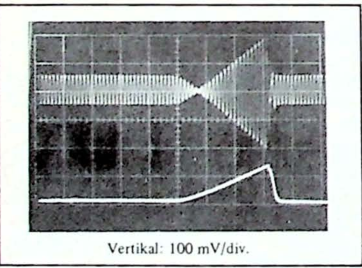


Bild 6.25
Steuerbarer Verstärker, Amplituden-Modulator und Zerhackerschaltung

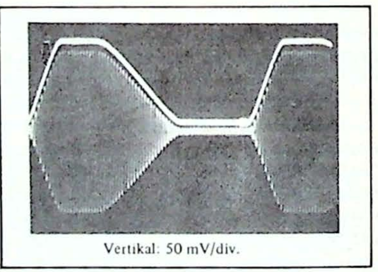
faktor eines Verstärkers über einen weiten Bereich mit einer Steuerspannung zu verändern. Man kann den SN 76514 als steuerbaren Verstärker gemäß *Bild 6.25* einsetzen.
Das Potentiometer RV_1 dient zur Einstellung des mittleren Pegels der Eingangsspannung am Anschluß 4. Falls hier keine Gleichspannung anliegt, würde diese integrierte Schaltung bei Erreichen der Symmetrie keine Ausgangsspannung liefern. Auf beiden Seiten dieses Punktes ergibt sich eine Ausgangsspannung, beim Überschreiten des Punktes tritt jedoch eine Phasendrehung von π Radian auf. *Bild 6.26* zeigt einen Träger von 15 MHz, dessen Höhe von einer Sägezahnspannung gesteuert wird, jedoch von RV1 keine Gleichspannung erhält. Der Symmetrierpunkt ist deutlich zu sehen, wenn der Phasensprung von π Radian bei Durchlaufen dieses Punktes auftritt. Man sieht, daß ohne zugeführte Gleichspannung der Umschlagpunkt dem mittleren Pegel der Eingangsspannung entspricht.

Bild 6.27 zeigt die Schaltung in der Anwendung als Verstärker mit gesteuertem Verstärkungsgrad bei einer Trägerfrequenz von 50 MHz. Die Steuerspannung ist im Oszillogramm in die resultierende Ausgangsspannung geschoben um die gute Linearität der Steuerung zu zeigen.
Das Potentiometer RV_2 in *Bild 6.25* dient zur Einstellung der positiven und negativen Anteile der modulierten Spannung, um deren Amplituden gleich groß zu machen.



Vertikal: 100 mV/div.

Bild 6.26
Amplitudenverlauf mit 15 MHz an Anschluß 8 und Modulations-Spannung (Sägezahn) an Anschluß 4



Vertikal: 50 mV/div.

Bild 6.27
Gesteuerter Verstärker bei 50 MHz

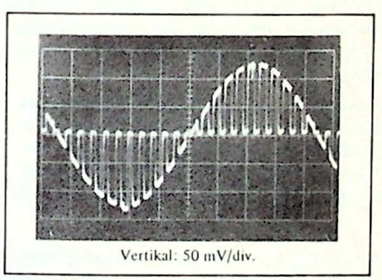
In der Mehrzahl der Fälle ist dies jedoch nicht erforderlich. Die Einstellung des Potentiometers RV_1 hängt von der Amplitude der Steuerspannung ab und bei kapazitiver Kopplung vom Tastverhältnis. Der Zweck ist, den Mischer auf einen Punkt der Steuerspannung zu symmetrieren, der theoretisch dem Ausgang Null entspricht. *Bild 6.27* zeigt den niedrigen Pegel der Durchführung des Trägers sogar bei 50 MHz.

Der Aufbau muß sorgfältig überlegt werden, so daß Ein- und Ausgang gut getrennt sind. Bei hoher Frequenz kann außerdem eine Abschirmung erforderlich sein.

Falls eine Gleichspannungskopplung zu Anschluß 4 bei etwa Massepotential erforderlich ist, muß Anschluß 6 ebenfalls an Masse gelegt werden (er kann über ein niederohmiges Potentiometer von weniger als 100 Ω erfolgen und als Nullregler dienen). Dies erfordert, daß Anschluß 5 an –4 V und Anschluß 1 an +8 V arbeitet. Anschluß 3 wird mit 9 verbunden. Die Ausgangsspannung wird von Anschluß 2 und 10 im Gegentakt oder unsymmetrisch wahlweise von jedem der beiden abgenommen.

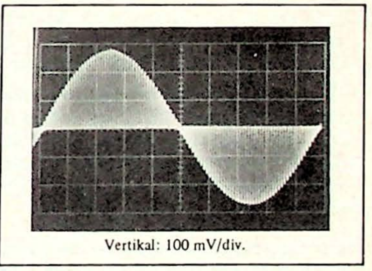
Amplitudenmodulator

Der SN 76514 läßt sich in Kommunikationssystemen als Amplitudenmodulator verwenden. Hierbei kann die Modulation bei niedrigen Pegeln durchgeführt werden, wobei eine nachfolgende Erhöhung der Leistung durch Linearverstärker erfolgt. Die Arbeitsweise ähnelt der Anwendung als steuerbarer Verstärker.
Den Anschlüssen 7 und 8 wird der Träger zugeführt, da es sich gezeigt hat, daß der Träger bei Anlegen an Anschluß 4 weniger zum Ausgang durchgeführt wird. Das Potentiometer RV_2 ist normalerweise nicht erforderlich, gestattet jedoch die positive und negative Hälfte der Umhüllenden der modulierten HF-Spannung zu symmetrieren. Andererseits kann hiermit, falls in Hinblick auf die folgenden Stufen eine Asymmetrie erforderlich sein sollte, diese entsprechend eingestellt werden. Mit diesem Potentiometer kann man die Schaltung so einstellen, daß sie gerade dann symmetrisch und die Spannung am Ausgang praktisch Null wird, wenn die Modulationsspannung die negativen Spitzen erreicht hat.
Sollte eine Übermodulation erreicht werden anstatt den Träger abzuschalten, so geht dieser durch Null bevor die Modulationsspitze erreicht wird, kehrt in der Phase um und steigt wieder bis zur Spitze der Modulationsspannung.



Vertikal: 50 mV/div.

Bild 6.28
Sinus-Spannung 135 kHz zerhackt mit 2 MHz



Vertikal: 100 mV/div.

Bild 6.29
Sinus-Spannung 100 kHz zerhackt mit 10 MHz

Zerhacker (Chopper)

Der SN 76514 kann als Zerhacker verwendet werden, der häufig in der Meßtechnik und bei Steuerungsaufgaben benötigt wird. Hier wird im Gegensatz zum Amplitudenmodulator das unsymmetrische Gleichspannungssignal dem Eingang mit dem hochfrequenten Träger zugeführt. Der Träger kann sowohl sinus- wie rechteckförmig sein.

Die Gleichspannung für den Offset wird hauptsächlich dem Anschluß 7 (oder 8) zugeführt. Die Einstellung hängt von der Höhe des Pegels des Trägers ab, beide Pegel beeinflussen die Grundlinie. Falls eine Einstellung der Symmetrie der positiven und negativen Hälften der resultierenden Umhüllenden erforderlich ist, kann mit RV_1 ein kleiner Offsetstrom dem Anschluß 4 zugeführt werden.
Bild 6.28 zeigt eine Sinusspannung von 135 kHz, die mit einem 2-MHz-Träger zerhackt wird. *Bild 6.29* zeigt ähnliche Ergebnisse mit einem 10-MHz-Zerhackersignal und einer Sinusspannung von 100 kHz.
Falls das zu zerhackende Signal eine Gleichspannung oberhalb des Massepotentials ist, sollte folgendes Verfahren angewendet werden:

Anschluß 5 an eine Versorgungsspannung von –4 V

Anschluß 1 an eine Versorgungsspannung von +8 V

Potentiometer RV_2 zwischen die beiden Versorgungsspannungen.

Symmetrischer Modulator (Gegentaktmodulator)

Der SN 76514 wird sehr weitgehend zur Erzeugung von Einseitenbandsignalen mit unterdrücktem Träger verwendet. Es gibt drei grundlegende Verfahren zur Herstellung solcher Signale:

1. Die Filtermethode, die einen Gegentaktmodulator zur Mischung der Niederfrequenz von einigen hundert Kilohertz verwendet. Das resultierende Zweiseitenbandsignal mit unterdrücktem Träger führt man durch ein Festfrequenzfilter. Das verbleibende Einseitenbandsignal mit unterdrücktem Träger wird dann zur Sendefrequenz gemischt und auf entsprechende Leistung verstärkt.

2. Die Phasenmethode, die zwei Niederfrequenzsignale von einer kohärenten Spannungsquelle, jedoch mit einer gegenseitigen Phasenverschiebung von 90° über den gesamten NF-Bereich verwendet.
Eine Trägerspannungsquelle wird ähnlich angeordnet. Bei der Mischung aller vier Signale in einem doppelten Gegentaktmischer können die resultierenden Seitenbänder von jedem Modulator addiert werden. Dabei wird durch ihre Phasenbeziehungen ein Seitenband ausgelöscht und das andere verstärkt.

3. Eine Kombination von 1) und 2) wurde von D.K. Weaver entwickelt. Hierbei arbeitet der Hauptteil der Schaltung im Niederfrequenzbereich, die Filter lassen sich leicht berechnen und können erhebliche Toleranzen aufweisen. Diese Methode benützt die Tatsache, daß, falls das untere Seitenband theoretisch bei einer Frequenz unter Null liegen sollte, es bei dieser Frequenz jedoch mit einer Phasendrehung von 180° erscheint.

Viele Gegentaktmodulatoren, die heute in Benützung sind, bestehen aus zwei oder vier Dioden, besitzen jedoch keine Verstärkung bei der Umsetzung. Der SN 76514 liefert dagegen etwas Verstärkung, die bei der Anwendung von Filtern zur Unterdrückung eines Seitenbandes sehr wünschenswert ist.
Die Zugänglichkeit der verschiedenen Eingänge, die doppelten symmetrischen Schal-

tungen und der große Frequenzbereich des SN 76514 erlauben seinen Einsatz in einer großen Anzahl von Hochfrequenzschaltungen. Einige andere Anwendungen sind Synchron-Demodulatoren, Chrominanz-Demodulatoren für Farbfernsehgeräte, FM-Diskriminatoren, Produktdetektoren und Phasenmodulatoren.

7 Treiber für Peripheriegeräte

7

Treiber für Peripheriegeräte

7.1 Schaltungsbeschreibungen

Viele Schaltungsprobleme können gelöst werden, indem man eine Kombination von TTL-Gattern und diskreten Transistoren mit entsprechenden Ausgangsleistungen verwendet. Schaltungen zur Anpassung von TTL-Ausgängen an Lampen, Relais, MOS-Schaltungen, Bauelemente mit hohem Strombedarf und optoelektronische Schaltungen können leicht unter Verwendung derartiger Bauelemente entworfen werden. Eine integrierte Schaltung, die sowohl Gatter und Transistoren enthält, ist sehr universell, da sie viele Aufgaben in der Praxis erfüllen kann. Einige grundlegende Forderungen für eine derartige universelle Interface-Schaltung sind:

Großer Frequenzbereich ⩾ 10 MHz
Kompatibilität mit allgemeinen Versorgungsspannungen (5 bis 24 V)
Kompatibilität mit Logikschaltungen
Große Ausgangsströme (> 100 mA)
Vielseitige Anwendungsmöglichkeiten
Mittlere Leistung (⩾ 500 mW)
Preisgünstiges Gehäuse.

Die SN 75450B,- SN 75460,- SN 75470,- SN 75401-und SN 75411-Serien wurden in Hinblick auf die genannten Forderungen entwickelt. Die Vielseitigkeit dieser Bauelemente resultiert aus ihrer Leistungsfähigkeit und Anschlußbelegung. Stromzuführung und Masse liegen an den Eckanschlüssen und gestatten dadurch einen einfachen Printplattenentwurf. Die Ausgänge der NAND-Gatter und die Basisanschlüsse der Transistoren des SN 75450B, SN 75460 und SN 75470 liegen benachbart, da viele Anwendungen eine direkte Verbindung dieser Anschlüsse erfordern. Ebenso liegen die Anschlüsse der Emitter der Transistoren, Masse der Gatter und das Substrat des Chips für eine leichte Verbindungsmöglichkeit nahe beieinander. Diese Anordnung kann man in *Bild 7.1* sehen.
Ein besonderer Vorteil des SN 75450B, SN 75460 und SN 75470 ist der Substratanschluß. Das Siliziumsubstrat ist nicht mit Masse verbunden, wie dies normalerweise bei TTL-Schaltungen der Fall ist. Daher können die Transistoren auf Spannungspegeln betrieben werden, der negativer als die Masse des Systems liegen, falls das Substrat an der negativsten Spannung des angewandten Systemes liegt. Die grundlegende interne Schaltung (*Bild 7.2*) mit den eingezeichneten Verbindungen der Substratdioden zeigt, daß die Verbindung des Substrates mit dem negativsten Punkt der Schaltung die Dioden in Sperr-Richtung vorspannt und damit jede gegenseitige Beeinflussung zwischen ihnen und den Ausgangstransistoren oder Gattern verhindert.

Der Ausgangsstrom, den der SN 75450B, SN 75460 und SN 75470 liefern kann, be-

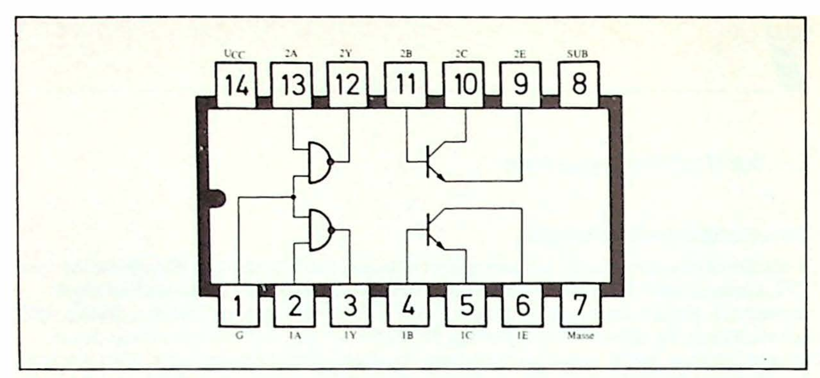


Bild 7.1
Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung des SN 75450B, SN 75460 oder SN 75470

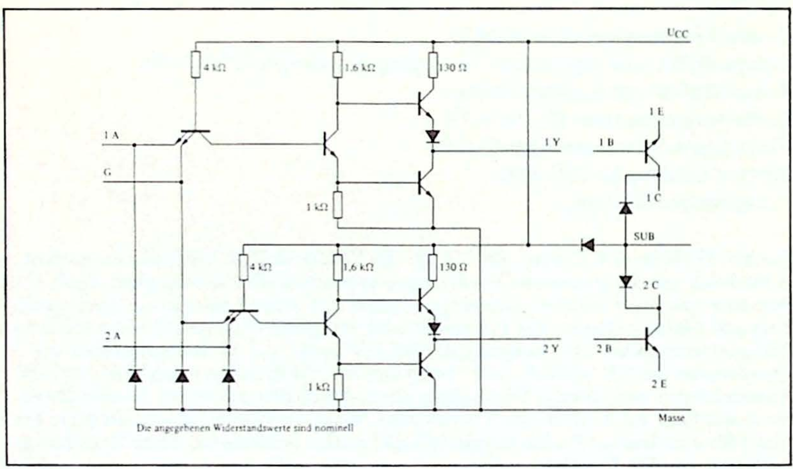


Bild 7.2
Grundlegendes Schaltbild des SN 75450B, SN 75460 oder SN 75470

trägt 300 mA je Transistor. Der SN 75450B verträgt maximal 30-V-Gleichspannung am Ausgang mit einem maximalen Spannungshub von 20 V, der SN 75460 40 V Gleichspannung mit einem Hub von 30 V, der SN 75470 schließlich 50 V Gleichspannung mit einem Hub von 40 V. Die Unterschiede in ihrer Arbeitsgeschwindigkeit sind für die meisten Anwendungen unbedeutend. Beispielsweise ist t_{PLH} typisch 20 ns für den SN 75450B und 45 ns für den SN 75460, t_{PHL} ist typisch 20 ns für den SN 75450B und 35 ns für den SN 75460. Diese Schaltzeiten gelten für Gatter

und Transistoren zusammen. Die maximal zulässige Leistung des Gehäuses beträgt 800 mW. Die niedrige Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung von 0,5 V bei Laströmen von 300 mA machen den Ausgangstransistor ideal für das Schalten von Relais und für andere ähnliche Anwendungen der Leistungssteuerung.

Die zahlreichen Anwendungen des SN 75450B, bei welchen der Ausgang des Gatters direkt mit der Basis des Transistors verbunden ist, führten zu der Entwicklung des SN 75451B/461/471. Mit denselben grundsätzlichen Eigenschaften der Typen SN 75450B/460/470 vereinfachen diese Schaltungen die Verdrahtung in vielen Anwendungen (siehe *Bild 7.3*). Zusätzlich führte der Wunsch nach verschiedenen Arten von Logikschaltungen zur Entwicklung der NAND-Typen SN 75252B/462/472, der ODER-Typen SN 75453B/463/473 und der NOR-Typen SN 75454B/464/474.

Zusätzliche Forderungen bezüglich der Leistung werden bei der Steuerung verschiedener peripherer Lasten benötigt, die in manchen Fällen durch die Verwendung externer Leistungstransistoren erfüllt werden können. Die SN 75401 und SN 75411 Serien wurden für das Arbeiten in vielen Anwendungen mit höherer Spannung oder Strom ohne Verwendung externer Transistoren entwickelt. Funktionsschaltbilder der SN 75401 und SN 75411 Serien sind *Bild 7.3* dargestellt.
Mit diesen Serien von peripheren Treibern ist ein Dauerstrom von 500 mA je Ausgangstransistor möglich. Für Impulsanwendungen sind Stromstöße von 800 mA bei einem Tastverhältnis von 10% zulässig, falls die Zeitdauer eines einzelnen Stromstoßes unter 200 ms liegt.
Die SN75401 Serie hat eine maximale Betriebsgleichspannung von 40 V und einen Spannungshub von 30 V, die SN 75411 Serie eine maximale Betriebsgleichspannung von 50 V und einen Spannungshub von 40 V.
Die SN 75401 und SN 75411 Serien verwenden das ND-Gehäuse (*Bild 7.4*). Sechs

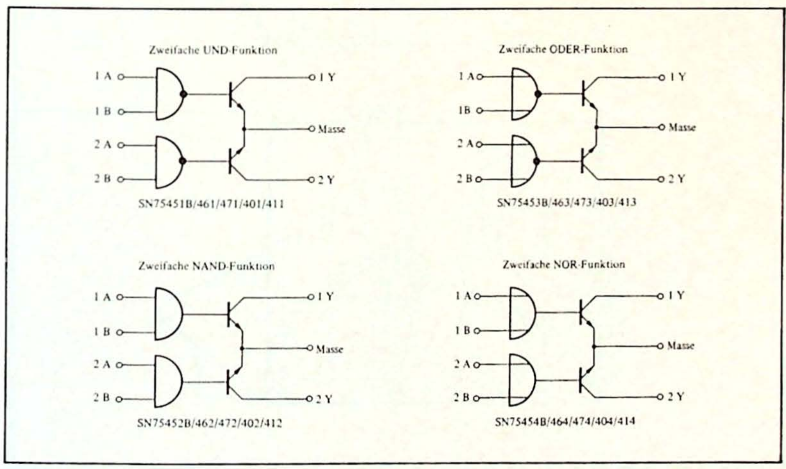


Bild 7.3
Funktions-Blockschaltbild von peripheren Treibern

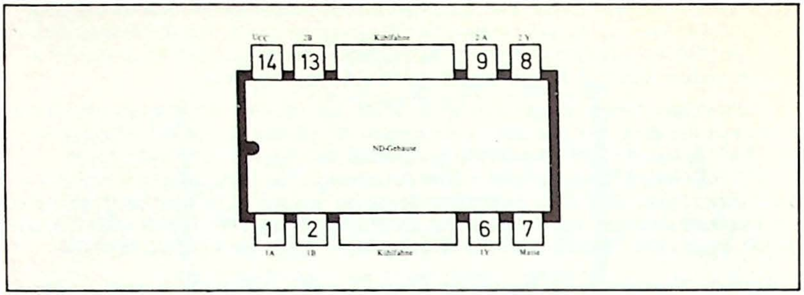


Bild 7.4
Anschlußbelegung der Schaltungen der Serie SN 75401 und SN 75411

Bild 7.5
Typische Kühlfläche auf einer Printplatte für Schaltungen der Serie SN 75401 und SN 75411

der mittleren Anschlüsse des 14poligen DIP-Gehäuses sind durch Kühlfahnen ersetzt, wodurch eine höhere Verlustleistung zulässig ist. Diese Tatsache, zusammen mit Ausgangstransistoren für höhere Ströme haben die Leistungsfähigkeit monolithischer Treiber wesentlich erhöht.
Die höhere Verlustleistung des ND-Gehäuses muß bei Anwendungsfällen mit hohen Ausgangsströmen berücksichtigt werden. Anschließend werden einige typische Montagebeispiele und die sich ergebende zulässige Leistung besprochen. Falls keine Kühlkörper verwendet werden und die Kühlfahnen nicht mit der Printplatte verlötet, sondern nur durch die umgebende Luft gekühlt werden, ergibt sich ein Wärmewiderstand ($R_{\Theta JA}$) von 75° pro Watt. Unter diesen Bedingungen ist die maximale Verlustleistung des Gehäuses 1,07 W bei Umgebungstemperaturen bis 70 °C. Sie muß dann mit 13,4 mW/°C auf 333 mW bei 125 °C herabgesetzt werden (nur die SN 55-Serien dürfen bei Umgebungstemperaturen über 70 °C betrieben werden).

Eine andere bekannte Montageart ist die Befestigung der Schaltung auf einer Printplatte, wobei die Kühlfahnen mit der Massefläche oder mit isolierten Kupferstreifen verlötet werden. Eine typische Anordnung (*Bild 7.5*) liefert eine Kühlfläche von etwa 6,5 cm^2. Bei einer Stärke der Printplatte von 1,5 mm mit einer Kupferschicht von 35 μ ist der Wärmewiderstand etwa 37,6 °/W, das ergibt eine zulässige Verlustleistung von 2,13 W bei einer Umgebungstemperatur von 70 °C. Die maximale Verlustleistung sinkt auf 668 mW bei 125 °C.
Mit dem Kühlkörper, der in *Bild 7.6* dargestellt ist, kann die maximale Verlustleistung auf 2,29 W erhöht werden und wird auf 28,6 mW/°C von 70 °C bis 125 °C Umgebungstemperatur verringert.
Obwohl die Überlegungen hinsichtlich der Verlustleistung vorerst beim Schaltungsentwurf vorrangig sind, ist zu beachten, daß die zulässigen Strom- und Spannungsgrenzen der integrierten Schaltung nicht überschritten werden.

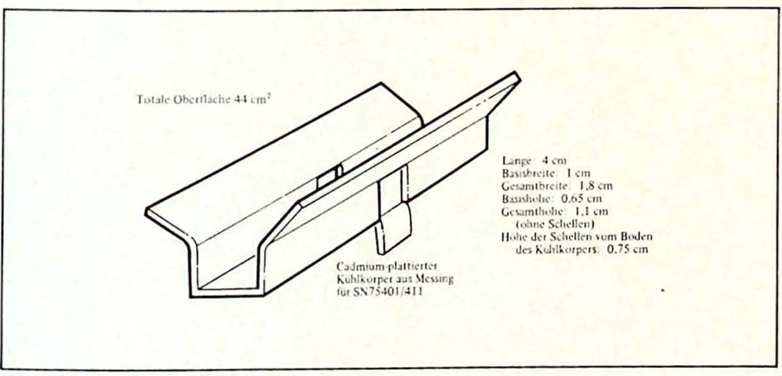


Bild 7.6
Typischer Kühlkörper für ein ND-Gehäuse

7.2
Anwendungen

7.2.1
Relaistreiber

Wahrscheinlich ist die allgemeine Anwendung von Treibern für periphere Lasten eine Interface-Schaltung zwischen TTL-Schaltungen und Relais für eine Leistungssteuerung. *Bild 7.7* zeigt die grundlegende Schaltung. Relais für Lochkarten, Leistungsschalter und elektromechanische Steuerung sind einige Anwendungsbeispiele.

Die Dioden 1N 3070 begrenzen die Kollektorspannungen während des Abschaltvor-

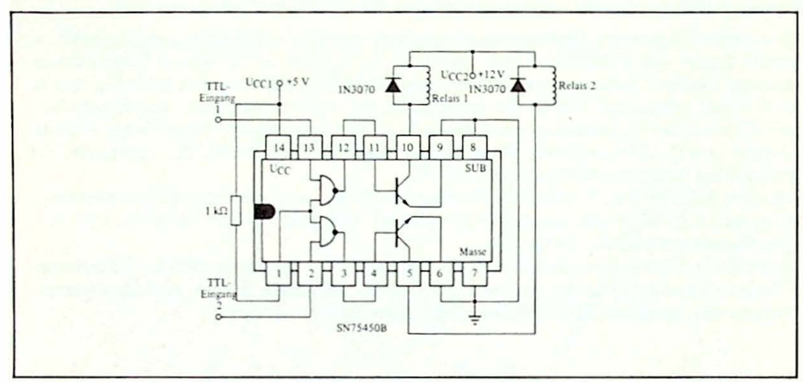


Bild 7.7
Zweikanal-Interfaceschaltung TTL zu Relais

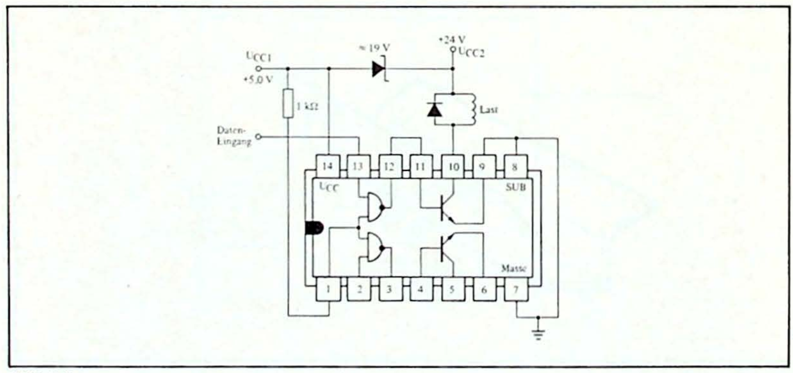


Bild 7.8
Schutzschaltung gegen Ausfall von U_{CC1}

ganges, um eine Zerstörung der Transistoren durch die hierbei auftretenden Spannungsspitzen zu verhindern. Sogar bei einer Begrenzung der Kollektorspannungen mit den Dioden 1N 3070 verursachen die Abschaltspannungsspitzen einen Kollektorspannungshub von U_{CC2} + 1 V. Bei der Verwendung des SN 75450B ist daher die zulässige Spannung U_{CC2} gleich dem maximalen Spannungshub minus 1 V, d.h. 19 V. Für Anwendungen mit der typischen Versorgungsspannung U_{CC2} von 24 V ist der SN 75460 mit einem zulässigen Spannungshub von 30 V zu empfehlen.

In manchen Systemen kann ein Ausfall der Spannungsversorgung oder eine sequentielle Einschaltung zur Folge haben, daß die Spannung UCC2 am Ausgang anliegt, während die Spannung U_{CC1} für das Gatter abgeschaltet ist. Unter dieser Bedingung ist die Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung im allgemeinen niedriger, da die Basis-Abschlußimpedanz durch das abgeschaltete Gatter angestiegen ist. *Bild 7.8* zeigt eine praktische Methode um den vollständigen Ausfall der Gatter-Stromversorgung zu verhindern, während U_{CC2} eingeschaltet ist. Die Zenerdiode erhält einen 4-V- bis 5-V-Spannungspegel am Gatter aufrecht, falls U_{CC1} ausgefallen ist.

Bei einigen Anwendungen, bei denen induktive Lasten geschaltet werden, können die steilen und hohen Spannungsspitzen während des Abschaltvorgangs den Ausgangstransistor in den Bereich des zweiten Durchbruches bringen. In derartigen Fällen erreicht die Kollektorspannung den Pegel von U_{CC2} innerhalb einiger Nanosekunden. Um diesen unerwünschten Durchbruch zu verhindern, sollte die Anstiegsgeschwindigkeit der Kollektorspannung auf 1 V pro Nanosekunde oder weniger verringert werden. Dann hat das Gatter genügend Zeit, eine niedrige Impedanz zwischen Basis und Masse zu liefern bevor die Kollektorspannung extrem hoch wird, wodurch ein Kollektor-Emitter-Durchbruch verhindert wird. Um dies zu sichern, ist ein Kondensator von 500 bis 1000 pF zwischen Kollektor des Ausganges und Masse gewöhnlich ausreichend (siehe *Bild 7.9*).

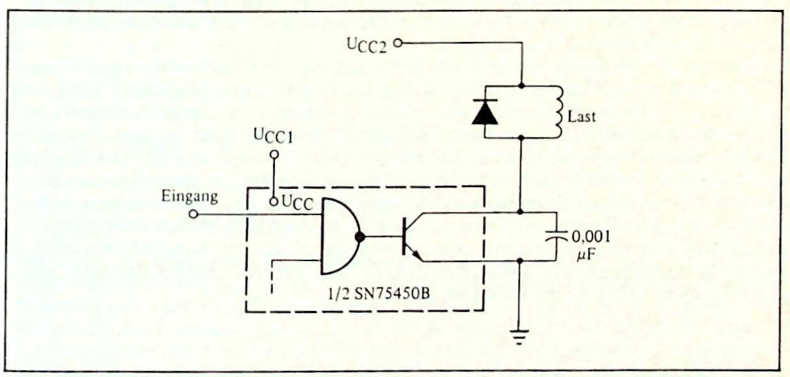


Bild 7.9
Kondensator zur Verhinderung eines vorzeitigen Kollektor-Emitter-Durchbruchs

7.2.2
Lampentreiber

Eine andere weitverbreitete Anwendung von Treibern für periphere Lasten ist die Ansteuerung von Lampen. Da die integrierten Treiber Ströme von 300 bis 500 mA liefern können, reicht dies für die meisten Anzeigelampen aus. *Bild 7.10* zeigt eine grundlegende Anwendung für Lampentreiber.

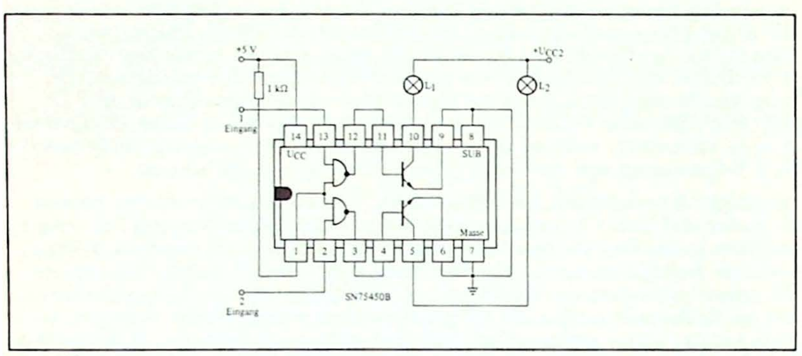


Bild 7.10
Zweikanal-Lampentreiber

Zu beachten ist bei jeder Anwendung von Lampentreibern, daß der Einschaltstromstoß einer kalten Lampe das Zehnfache des normalen Betriebsstromes sein kann. Eine Lampe mit 100 mA kann somit einen Einschaltstromstoß von 1 A besitzen. Lampentreiber können Ströme von 100 mA ohne weiteres liefern, jedoch nicht Stromstöße von 1 A. Der normale Dauerstrom ist maximal 300 bis 500 mA, obwohl Stromstöße von höchstens 500 bis 800 mA für ein Tastverhältnis von 10% nicht länger als 200 ms fließen dürfen. Stromspitzen, die diese Maxima überschreiten, können die integrierte Schaltung beschädigen.
Es können mehrere Methoden angewandt werden, um die Einschaltstromstöße bei der Verwendung von Lampentreibern zu begrenzen. Mit diesen Methoden kann man Lampen mit 200-bis 300-mA-Stromverbrauch betreiben, ohne die integrierten Treiber zu gefährden. Mit der grundlegenden Zugänglichkeit des Gatterausganges und des Basisanschlußes sowie des Emitters des SN 75450B, SN 75460 und SN 75470 ist die Anwendung mehrerer Verfahren zur Strombegrenzung möglich. Eine Methode besteht darin, einen Strombegrenzungswiderstand zwischen dem Gatterausgang und der Basis des Transistors zu legen, wie in *Bild 7.11* dargestellt ist. Mit einem Lastdauerstrom von 100 mA, einem typischen h_{FE} von 50 für den Ausgangstransistor und einer angenommenen Stromspitze von 250 mA, kann der Basiswiderstand aus den folgenden Gleichungen errechnet werden:

$$R = \frac{U_{OH\,(Gatter)} - U_{BE}}{I_{BE\,(Grenzwert)}}$$ wobei:

U_{OH} (Gatter) = 3,3 V (typisch)

U_{BE} = 0,85 V (typisch)

$$I_B \text{ (Grenzwert)} = \frac{I_C \text{ (Grenzwert)}}{h_{FE}} = \frac{250 \text{ mA}}{50} = 5 \text{ mA}$$

Daher ist:

$$R = \frac{3{,}3 - 0{,}85}{0{,}005} = 490 \approx 500 \, \Omega$$

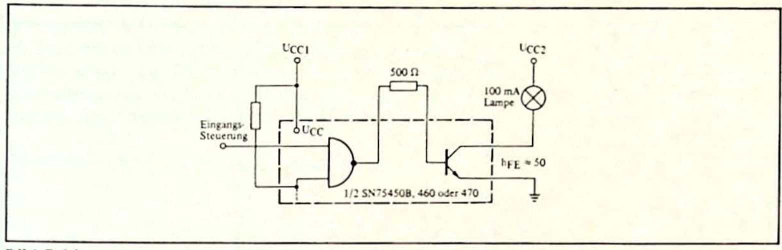


Bild 7.11
Begrenzung des Einschaltstromstoßes mit Basis-Vorwiderstand

Dieses Verfahren ist nicht das beste, da man die kritischen Parameter nicht allzu genau kennt. Ein niedriges U_{BE} unter ungünstigen Bedingungen, ein hohes h_{FE} und eine hohe Gatterausgangsspannung können zu Stromspitzen über 500 mA führen.

Bild 7.12 zeigt eine Anordnung, die weniger empfindlich gegen Streuungen der Parameter ist. Der Emitterwiderstand ist klein genug, um während des Ein-Zustandes keinen wesentlichen Einfluß auszuüben, begrenzt jedoch die Spitzenströme. In diesem Beispiel wurde eine Lampe mit 200 mA verwendet, der tatsächliche Dauerstrom betrug 191 mA. Mit einer typischen Spannung U_{OH} = 3,3 V für das Gatter und einem U_{BE} = 0,95 (bei 200 mA) gelangt der Transistor in die Sättigung und begrenzt, wenn die Emitterspannung $U_{OH} - U_{BE}$ = 2,35 V erreicht hat. Dies tritt bei U_E/R_E = 345 mA auf. *Bild 7.13* zeigt den Verlauf des Ausgangsstromes.
In diesem Beispiel wird der Spitzenstrom für etwa 150 ms aufrecht erhalten. In dem Maße wie sich die Lampe erwärmt, steigt ihr Widerstand und der Laststrom sinkt rasch auf den Dauerwert. Sogar mit den ungünstigsten Parametern liegt der Spitzenstrom unter 500 mA. Die ausgezeichneten Eigenschaften dieser Art der Strombegrenzung erklärt ihre Beliebtheit für die Anwendung von Lampentreibern.

Verbesserte Genauigkeit und ausgezeichnete Eigenschaften kann man bei Verwendung eines der Ausgangstransistoren als stromgesteuertes Bauelement zur Strombegrenzung des Lampentreibers erzielen, wie in *Bild 7.14* gezeigt wird. In dieser Anwendung muß der Lampenstrom durch den 1,9-Ω-Widerstand in der Emitterleitung des Lampentreibers fließen. Der erste Vorteil ist, daß der Widerstand kleiner als der in der vorausgehenden Schaltung erforderliche ist und somit weniger Einfluß auf den Dauerbetriebsstrom hat. Die Basis von Q_2 ist mit dem oberen Ende des 1,9-Ω-Wider-

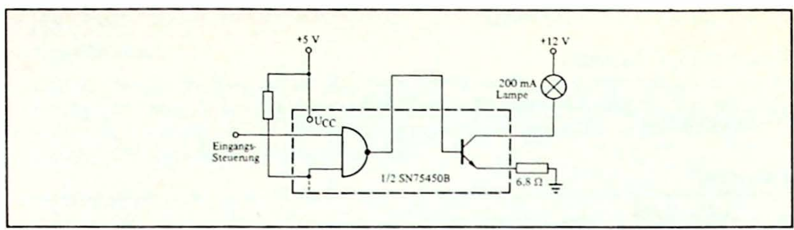


Bild 7.12
Begrenzung des Einschaltstromstoßes mit einem Emitterwiderstand

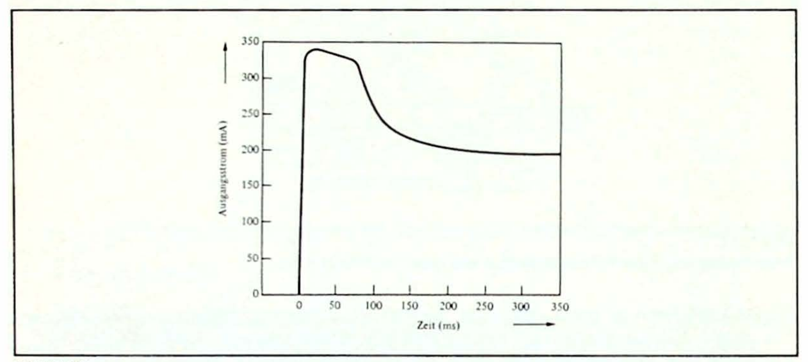


Bild 7.13
Verlauf des Ausgangsstromes mit Begrenzung des Einschaltstromstoßes durch einen Emitterwiderstand

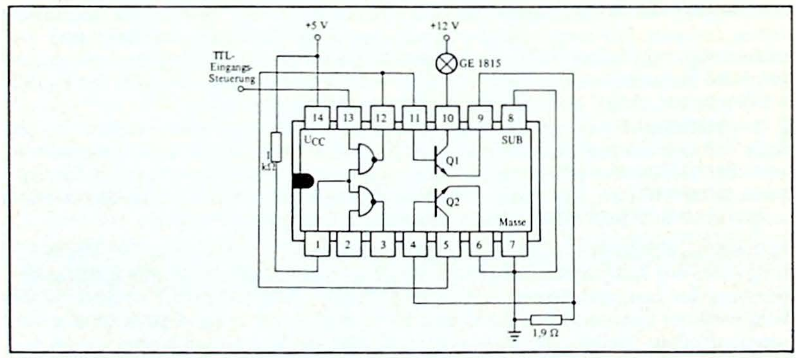


Bild 7.14
Lampentreiber mit Begrenzung des Einschaltstromstoßes

stand verbunden, wobei sein Kollektor an der Basis von Q_1 in einer typischen Strombegrenzungsart liegt.
Ein U_{BE} von nur etwa 0,6 V bringt Q_2 in den leitenden Zustand und begrenzt damit den Basisstrom für Q_1. Diese Begrenzung tritt bei einem Ausgangsstrom (I) auf, der U_{BE} (Begrenzung)/1,9 Ω, oder 0,6 V/1,9 Ω entspricht. Der Begrenzungspegel ist dann 316 mA. Wie in der vorhergehenden Anwendung dauert der Spitzenstrom etwa 100 ms bevor er rasch auf den Ruhepegel von 190 bis 200 mA abnimmt.

Zwei wichtige Voraussetzungen sollten jedoch beachtet werden, wenn diese Art der Strombegrenzung verwendet wird: 1. Der Spitzenstrom darf unter keiner Bedingung die maximal zulässigen Grenzen überschreiten. 2. Die Strombegrenzung darf nicht im Dauerbetrieb wirksam sein, da dies die Verlustleistung des Treibers erhöhen und Ausfälle verursachen könnte.
Eine andere Methode wäre grundsätzlich die Verwendung von Schaltern. Einer schaltet die Lampe mit Strombegrenzung ein, während der zweite nach einer entsprechenden Verzögerung die Lampe ohne Strombegrenzung betreibt. Dies verhindert die Auswirkungen von Parameterstreuungen ohne den Arbeitsruhepegel der Lampe zu verringern. Eine derartige Schaltung unter Verwendung eines SN 75452 ist in *Bild 7.15*

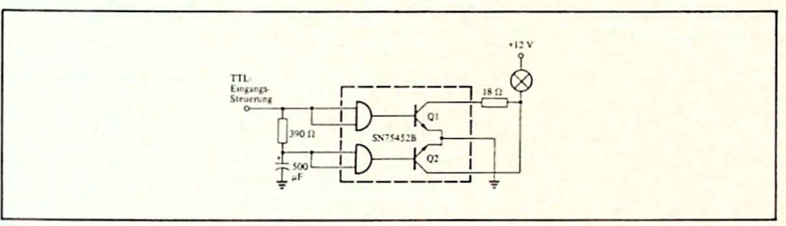


Bild 7.15
Lampentreiber mit Begrenzung des Einschaltstromstoßes durch die Erwärmung der Lampe

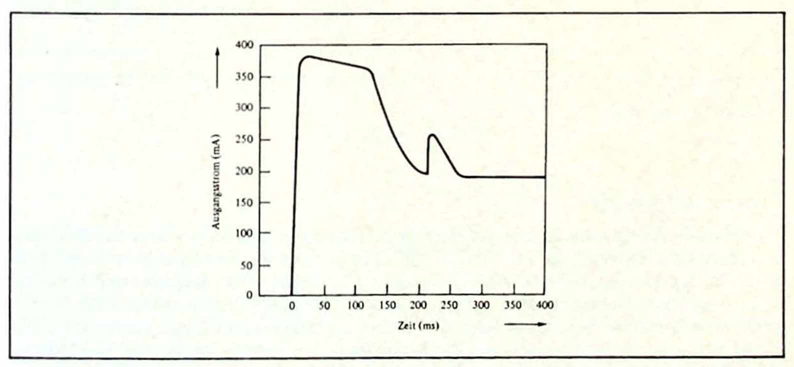


Bild 7.16
Verlauf des Ausgangsstromes der Schaltung nach Bild 7.15

gezeigt. Ein log. “1” am Eingang schaltet Q_1 sofort ein, während Q_2 durch das RC-Netzwerk am Eingang verzögert wird. Dadurch hat die Lampe etwa 200 ms Zeit, sich über den geregelten Eingang aufzuwärmen bevor sie über Q_2 mit dem Dauerruhestrom gespeist wird. *Bild 7.16* zeigt die Strompegel in Abhängigkeit von der Zeit, sowie den Effekt des Aufwärmevorganges auf die resultierenden Stromspitzen.

Eine andere interessante Anwendung eines Lampentreibers, die in *Bild 7.17* dargestellt ist, zeigt den SN 75450B zur Helligkeitssteuerung einer Anzeigelampe. Eine einstellbare Gegenkopplung am Gatter gestattet ein Arbeiten im linearen Bereich, wodurch ein einstellbarer Steuerstrom an den Ausgangstransistor gelangt. Ein Emitterwiderstand kann wie gezeigt, zur Begrenzung des Einschaltstromstoßes verwendet werden. Bei dieser Anwendung wird ein beträchtlicher Anteil der Leistung im Ausgangstransistor frei, wenn beispielsweise die Lampe mit der Hälfte der maximalen Leistung betrieben wird.
Es muß dafür Sorge getragen werden, daß die maximal zulässige Verlustleistung von 800 mW für dieses Gehäuse nicht überschritten wird. In einer typischen Anwendung ist die Ausgangsspannung des Gatters nur etwa 2,2 V, da im linearen Bereich gearbeitet wird.
Eine Einstellung des Steuerpotentiometers bringt das Gatter in den linearen Bereich. Eine Einstellung auf 100 bis 150 Ω schaltet die Lampe ab, eine Einstellung auf 700 bis 800 Ω schaltet sie voll ein.

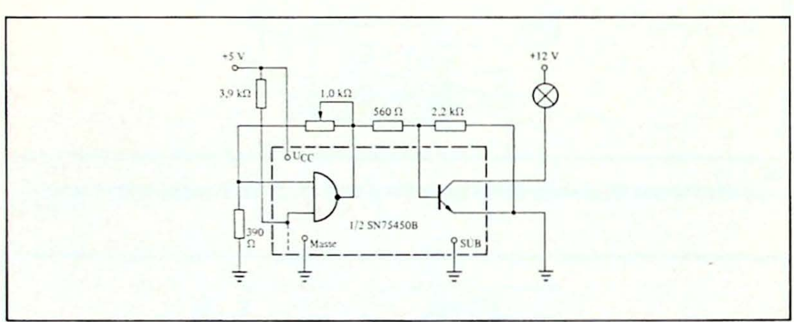


Bild 7.17
Helligkeits-Steuerung

7.2.3 Pegelverschiebung

Pegelverschiebung zwischen verschiedenen Spannungen und Polaritäten ist eine andere verbreitete Anwendung der SN 75450B Serien. Zwei der bekanntesten Logikpegel sind der negative MOS-Pegel und der positive TTL-Pegel. Eine Anpassung beider kann mittels der Schaltungen in *Bild 7.18, 7.19* und *7.20* ausgeführt werden. *Bild 7.18* stellt eine Interface-Schaltung zwischen einem negativen MOS-Pegel und einer TTL-Schaltung dar, die den Vorteil der Zugänglichkeit des Substrates des SN 75450B/460/470 benützt. Das Widerstands-Teilernetzwerk am Eingang und der Basis der Transistoren verschiebt die negativen MOS-Pegel auf positive Pegel. Wenn die Tran-

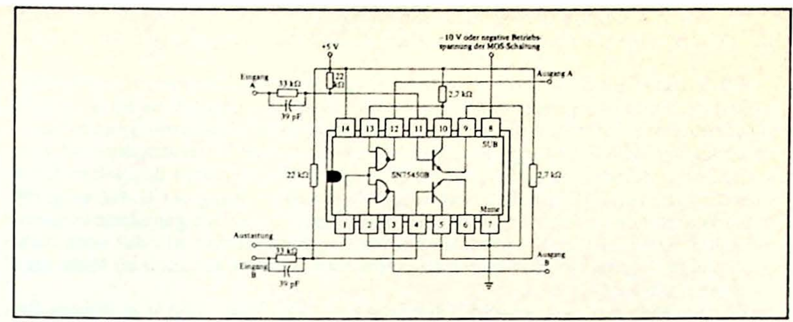


Bild 7.18
Zweifach-Treiber MOS zu TTL

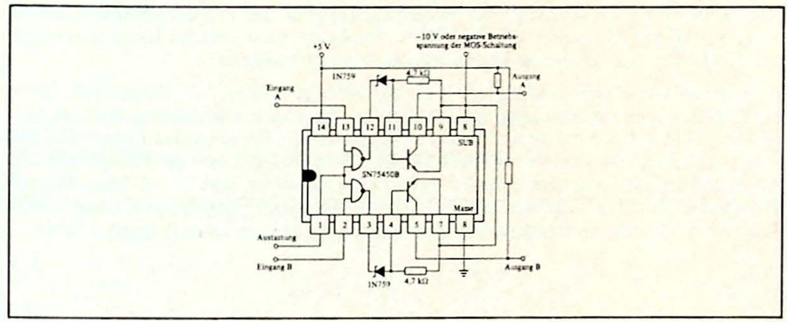


Bild 7.19
Zweifach-Treiber TTL zu MOS

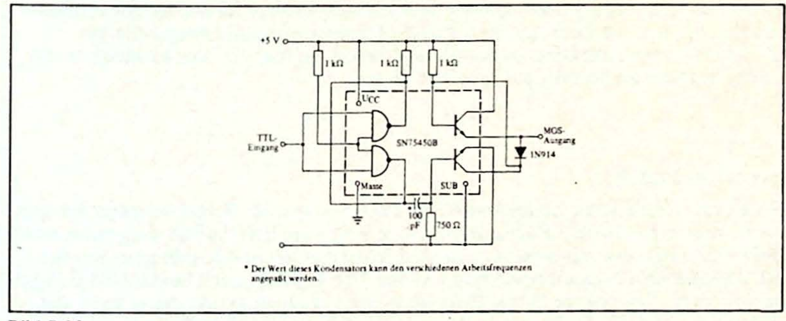


Bild 7.20
Schnelle Interface-Schaltung TTL zu MOS

sistoren aus- und eingeschaltet werden, entsteht an ihren Kollektoren ein TTL-kompatibler Spannungshub und liefert die erforderlichen Steuerspannungen für die Gatter.
Ein Kondensator mit 39 pF liegt über dem Serieneingangswiderstand um die steilen Flanken der Eingangsimpulse zu übertragen. Die Schaltung arbeitet bis etwa 10 MHz zufriedenstellend. Zu beachten ist, daß das Substrat mit der negativen Spannungsversorgung der MOS-Schaltung verbunden ist, um die nötige Vorspannung zum Sperren der Substratdioden zu sichern. *Bild 7.19* zeigt ein Beispiel einer doppelten Übergangsschaltung von TTL auf MOS, wobei eine Pegelverschiebung der Gatterausgänge mittels Zenerdioden erfolgt, um geeignete Steuerpegel für die Ausgangstransistoren zu erhalten. Die Emitter der Transistoren sowie das Substrat sind mit der negativen Spannungsversorgung der MOS-Schaltung verbunden, obwohl sie auch an Masse gelegt werden könnten.
Der Ausgangshub geht von etwa +5 V bis nahe an $-U_{CC}$, bzw. −10 V in diesem Beispiel. Die gewählten Zenerdioden müssen eine geeignete Pegelverschiebung von den TTL-Ausgängen ($-U_{CC} + U_{BE}$) sichern. Der hauptsächliche Nachteil dieser Schaltung ist die geringe Arbeitsgeschwindigkeit infolge der Zenerdioden. Das aktive Herunterschalten erfolgt sehr rasch bis zu niedrigen Pegeln, der entgegengesetzte Schaltvorgang dagegen wird durch die RC-Glieder verzögert, da sämtliche Lastkapazitäten auf den hohen oder positiven Pegel aufgeladen werden müssen.

Eine schnellere Anpaßschaltung von TTL auf MOS ist in *Bild 7.20* dargestellt. Die kapazitive Kopplung berücksichtigt das Problem der Pegelverschiebung und das aktive Schalten auf den hohen und niederen Pegel, sichert ein schnelles Laden und Entladen der kapazitiven Lasten. Diese Schaltung, die auf eine Last von 220 pF arbeitet, hat eine Ausgangsanstiegszeit von 22 ns und eine Abfallzeit von 27 ns. Diese Messungen wurden mit TTL-Impulsen von 50 ns Breite und einer Folgefrequenz von 5 MHz ausgeführt. Die Signalverzögerungen sind typisch t_{PLH} = 36 ns und t_{PHL} = 30 ns.

7.2.4
Signalvergleichsschaltungen

Eine andere Logikanwendung ist der Vergleich oder die Feststellung von in Phase befindlichen Logiksignalen. *Bild 7.21* zeigt den Treiber SN 75453B mit einer ODER-Funktion. Es können jedoch mehrere verschiedene Treiber für die gleiche Aufgabe benützt werden. Als Detektor für in Phase befindliche Impulse vergleicht der SN 75453B zwei ankommende Signale und liefert ein log. "0" am Ausgang, wenn beide Eingänge gleichzeitig auf low Pegel liegen.

7.2.5
Signalerzeugung

Wenn eine Signalquelle beispielsweise als Taktgenerator für Schieberegister benötigt wird, kann ein einfacher Rechteckgenerator mit einem SN 75450B aufgebaut werden. *Bild 7.22* zeigt, wie mit wenigen externen Widerständen und Kondensatoren der SN 75450B eine Ausgangsspannung von den TTL-Gattern mit Standard-TTL-Pegeln liefern kann. Sowohl die Q- wie $\overline{Q}$-Ausgänge sind zugänglich und daher kann ein Zweiphasen-TTL-Takteingang direkt von einer integrierten Schaltung betrieben werden.

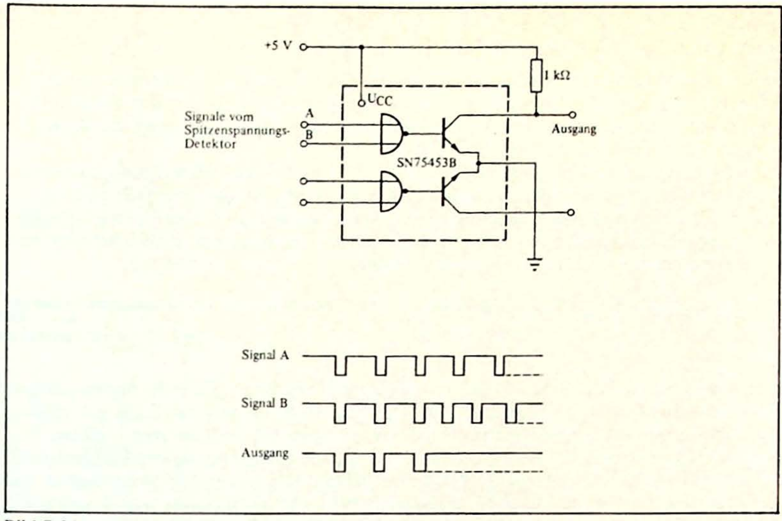


Bild 7.21
Schaltung zur Feststellung von in Phase befindlichen Signalen

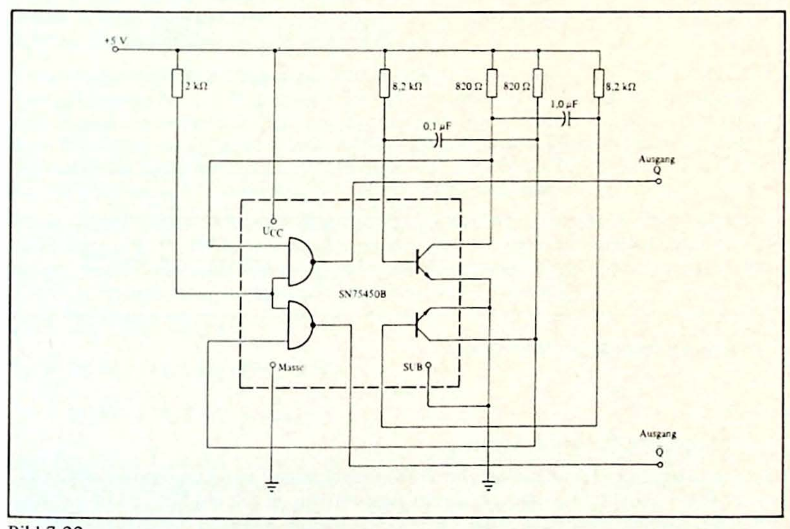


Bild 7.22
Rechteck-Generator

7.2.6
Zweikanaliger monostabiler Multivibrator

Der monostabile Multivibrator, der bei vielen verschiedenen Datenverarbeitungsvorgängen verwendet wird, liefert einen Impuls von konstanter Dauer, der unmittelbar einem positiven oder negativen Spannungssprung folgt. *Bild 7.23* zeigt ein Beispiel hierfür unter Verwendung eines SN 75450B.
Kanal 1 liefert einen Ausgangsimpuls mit log. "0" nach Eintreffen eines negativen Spannungssprunges am Eingang, während Kanal 2 einen Ausgangsimpuls mit log. "1" nach einem positiven Spannungssprung am Eingang ergibt. Die gleichförmigen Ausgangsimpulse können in Frequenz- oder Spannungswandlern, Zählerschaltungen oder ähnliche Anwendungen eingesetzt werden.

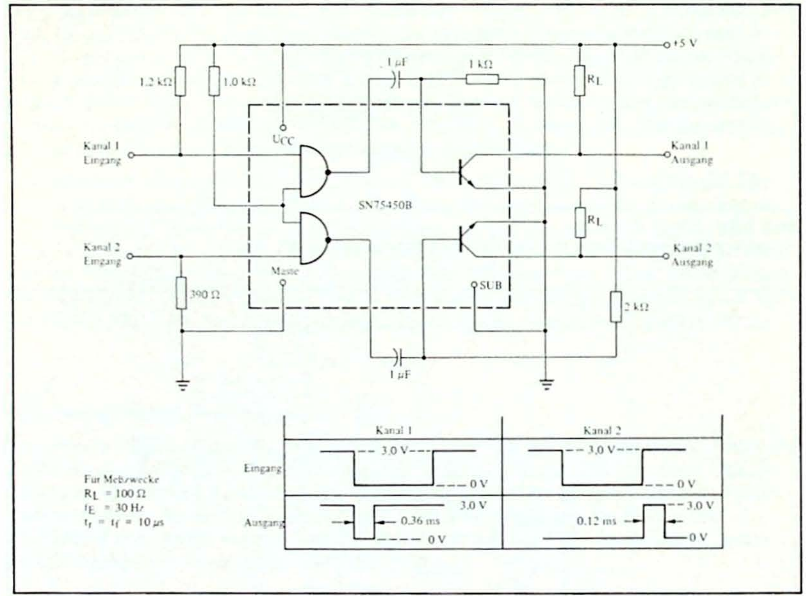


Bild 7.23
Zweikanaliger monostabiler Multivibrator

7.2.7
Anwendungen für hohe Ströme

Größere Ausgangsströme können durch Parallelschaltung der Ausgangstransistoren wie in *Bild 7.24* erzielt werden. In dieser Anwendung, in der ein SN 75413 verwendet wird, muß der Eingang auf log. "0" liegen, um den Ausgang durchzuschalten.

$U_{(BR)CEO}$ beträgt 40 V für den SN 75413. Die Diode 1N 3070 verhindert einen

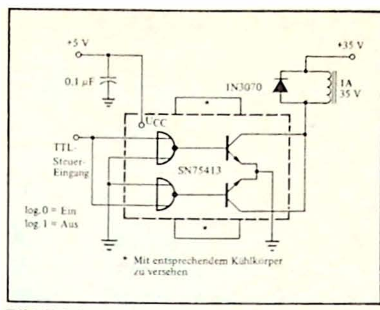


Bild 7.24
Leistungstreiber für Spule

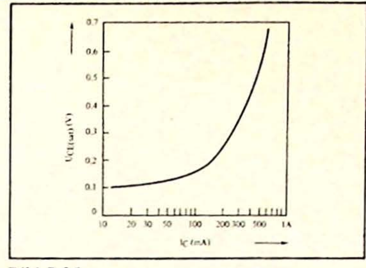


Bild 7.25
Typischer Zusammenhang zwischen $U_{CE(sat)}$ und I_C für Schaltungen der Serie SN 75401 und SN 75411

Spannungshub über die zulässige $U_{(BR)CEO}$, so daß vor allem auf die gesamte Verlustleistung geachtet werden muß. $U_{CE(sat)}$ des Ausgangstransistors kann aus *Bild 7.25* entnommen werden. Mit einem gesamten Belastungsstrom von 1 A arbeiten die einzelnen Ausgänge mit 0,5 A. Die Verteilung des Belastungsstromes auf die beiden Ausgänge ist besonders gleichmäßig infolge der guten Anpassung der Transistordaten durch den monolithischen Herstellungsprozeß. *Bild 7.25* zeigt, daß $U_{CE(sat)}$ bei 500 mA etwa typisch 0,55 V beträgt. Die Verlustleistung beträgt 0,5 A; 0,55 V, d.h. 275 mW für jeden Ausgang. Zusätzlich muß die +5-V-Versorgungsquelle (U_{CC1}) etwa 55 mA für die Gatterschaltungen und die Basisströme für die Ausgangstransistoren liefern, das zusammen nochmals 275 mW Verlustleistung liefert. Die Verlustleistung der Schaltung beträgt somit 825 mW.

Unter ungünstigsten Bedingungen von hohen $U_{CE(sat)}$- und I_{CC1}-Pegeln kann die Verlustleistung bis 1,1 W betragen. Um zu entscheiden, ob diese Leistungspegel zu hoch liegen, ist es erforderlich, die resultierende Sperrschicht-Temperatur zu ermitteln. Wie früher festgestellt wurde, beträgt die maximal zulässige Verlustleistung des ND-Gehäuses ohne zusätzliche Kühlkörper nur 1,07 W bei 70 °C und 333 mW bei 125 °C. Um bei 70 °C arbeiten zu können, ist ein Kühlkörper erforderlich.

Wenn ein V8-1-Thermovane-Kühlkörper verwendet wird, beträgt der Wärmewiderstand $R_{\Theta JA}$ 35 °C/W. Unter Benützung der Überlegungen bei ungünstigsten Bedingungen mit 1,1-W-Verlustleistung und einer maximalen Umgebungstemperatur von 70 °C, errechnet sich die Sperrschichttemperatur T_J wie folgt:

$$T_J = T_A + P_d \cdot R_{\Theta JA} \quad \text{oder}$$

$$T_J = 70\,^{\circ}C + (1{,}1\ W) \cdot (35\,^{\circ}C/W)$$

$$= 70\,^{\circ}C + 38{,}5\,^{\circ}C = 108{,}5\,^{\circ}C$$

Dies liegt innerhalb der Grenze von 150 °C. Wenn man jedoch innerhalb des vollen militärischen Temperaturbereiches (bis +125 °C) arbeiten will, würde sich die resultierende Temperatur T_J zu 163,5 °C ergeben. Dies übersteigt die maximale Sperrschichttemperatur, so daß ein wirksamerer Kühlkörper für ein Arbeiten in diesem Bereich erforderlich sein würde.



MOS-Interfaceschaltungen



MOS-Interfaceschaltungen

8.1
Einführung

Viele Typen von hochwertigen MOS-Speichern benötigen spezielle Eingangspegel und haben Ausgangspegel, die nicht direkt mit TTL- oder anderen gebräuchlichen Logikpegeln kompatibel sind. MOS-Schieberegister, die als dynamischer Speicher benützt werden, MOS-Speicher mit wahlfreiem Zugriff (RAM-random access memory) und MOS-Rechnerschaltungen sind typische Schaltkreise, welche spezielle Steuer- und Leseschaltungen zur Anpassung an andere Logikpegel benötigen. Die Anpassung an MOS-Pegel kann mit einer Vielzahl von diskreten oder integrierten Pegelumsetzern erfolgen. Häufig können Schaltungen, die an irgendeiner Stelle des Systems eingesetzt werden, die Übergangsfunktion in angemessener Weise ausführen. Die genaue Type der erforderlichen Schaltung hängt von den gewünschten Eigenschaften und den Eingangs-Ausgangsforderungen des Systems ab. Obwohl das Hauptthema dieses Kapitels die MOS-TTL-Interfaceschaltungen darstellt, werden auch Anpaßschaltungen von MOS an ECL und CMOS besprochen. Ebenso werden Übergangsschaltungen von MOS auf Anzeigelemente wie VLEDs (visible light emitting diodes) und thermische Drucker beschrieben.
Viele dieser MOS-Interfaceschaltungen können zur Ausführung anderer Aufgaben verwendet werden. Eine Anzahl dieser Anwendungen sind in diesem Kapitel enthalten, um die Vielseitigkeit dieser Schaltungen zu zeigen.

8.2
Anpassung an MOS-Logikpegel

8.2.1
Allgemeine Anforderungen an Treiber

MOS-Eingänge sind kapazitiv, wobei Takteingänge im allgemeinen eine größere Kapazität als Dateneingänge besitzen. Takteingänge mancher Schaltungen können eine Kapazität von 60 pF oder mehr besitzen. MOS-Treiber müssen derartige Lasten steuern können, wobei manchmal mehrere Eingänge parallel betrieben werden. Für minimale Schaltzeiten t_r und t_f ist es erforderlich, daß bei den Ausgängen der MOS-Treiber sowohl das Schalten von niederem auf hohen Pegel wie umgekehrt auf eine aktive Weise erfolgt. Obwohl hierfür verschiedene diskrete Bauelemente verwendet wurden, haben die Anforderungen an Leistung, Geschwindigkeit und Preis zur Verwendung von monolithisch integrierten Treibern für den Übergang von TTL auf MOS-Pegeln geführt.
Es werden zwei grundlegende Typen von Treibern benötigt: Einer für negative und einer für positive Logik.

8.2.2
Treiber für MOS-Logik mit negativem Pegel

SN 75450B Treiber

Der periphere Treiber SN 75450B (*Bild 8.1*) liefert die schnellen negativen Steuerimpulse, die von einigen MOS-Schieberegistern benötigt werden. Die Pegelverschiebung von den TTL-Logikpegeln zu den negativen MOS-Logikpegeln wird durch eine kapazitive Kopplung zwischen den TTL-Gattern und den Ausgangs-Treibertransistoren des SN 75450B bewirkt. Wenn die Kapazität des Koppelkondensators so gewählt wird, daß das Produkt R.C etwa doppelt so groß ist wie die gewünschte Impulsbreite, ergeben sich die besten Eigenschaften am Ausgang. Im vorliegenden Beispiel ergeben der 100-pF-Kondensator und der Basis-Abschlußwiderstand von 750 Ω in *Bild 8.1* eine RC-Zeitkonstante von 75 ns. Die ideale Frequenz ist $(2RC)^{-1}$, das entspricht 6,67 MHz. Gute Eigenschaften kann man daher im Bereich von 4 bis 8 MHz beobachten.

In der Anordnung in *Bild 8.1* geht der Ausgangsspannungshub von –10 V bis +4 V. Wenn der Transistor, der die Spannung herunterzieht (pull-down transistor) Steuerspannung erhält, geht er in die Sättigung und zieht den Ausgang zur negativen Versorgungsspannung. Die Lastkapazität wird aufgeladen und dient als Vorspannungsquelle während der nächsten Hälfte der Periode. Wenn der Transistor, der die Spannung herunterzieht, abgeschaltet wird, so hält jede negative Ladung der Lastkapazität den anderen Transistor (pull-up transistor) leitend und treibt den Ausgang gegen die positive Versorgungsspannung. Die Umladung der Lastkapazität gegen Null oder gegen die positive Versorgungsspannung geht äußerst rasch vor sich, da der Widerstand des "pull-up"-Transistors in der Sättigung sehr niedrig ist. Wenn der Pull-Down-Transistor wieder in Flußrichtung gesteuert wird, liefert die Vorwärtsspannung der Diode D_1 eine entgegengesetzte Vorspannung zu dem aktiven Pull-Up-Transistor und sperrt diesen.

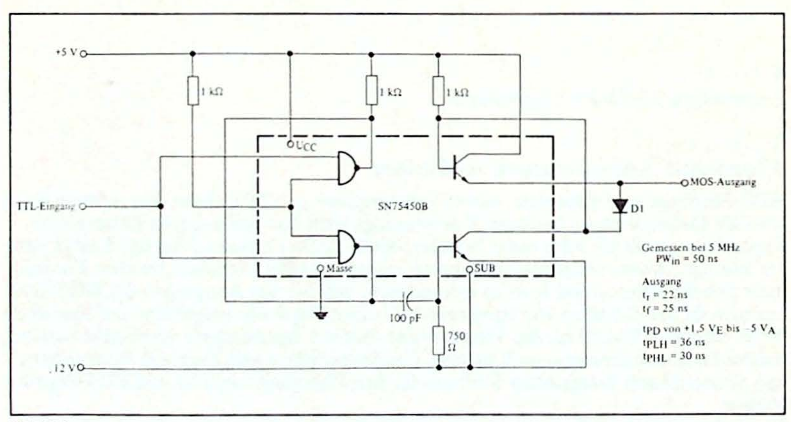


Bild 8.1
Takttreiber TTL zu MOS mit SN75450B

* Ein 250 pF-Kondensator ist für die meisten Anwendungen ausreichend, er kann an verschiedene Lasten und Frequenzen angepaßt werden.

Bild 8.2
Zweiphasen MOS-Takttreiber

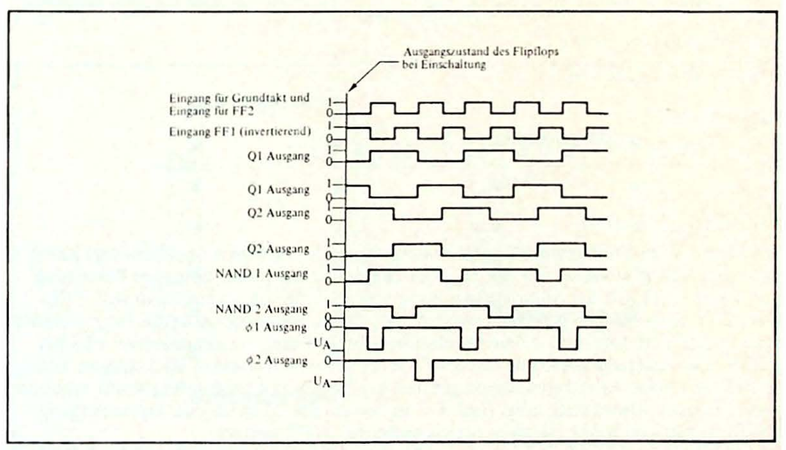


Bild 8.3
Spannungsverläufe der Schaltung von Bild 8.2

SN 75450B Zweiphasentreiber

Bild 8.2 zeigt zwei SN 75450-Schaltungen in der Anwendung eines Zweiphasen-Takttreibers, wie er für einige Schieberegister erforderlich ist. In dieser Anordnung werden zwei Impulse mit einem Tastverhältnis von 25 % und einer Phasendifferenz von 180° erzeugt. Die Spannungsformen an verschiedenen Punkten der Schaltung werden in *Bild 8.3* gezeigt. Eine gute Stabilität der Impulsbreite über einen Temperaturbereich von 0 bis 70 °C ist für diese Schaltung besonders kennzeichnend.

8.2.3
Treiber für MOS-Logik mit positivem Pegel

SN 75451B Treiber

Die Schaltung in *Bild 8.4* vereinigt die preiswerte integrierte Schaltung SN 75451B mit dem bekannten Transistor 2N 5449 zu einem schnellen Treiber mit einem Schutz gegen Kurzschluß und der Möglichkeit, eine große Anzahl von Takteingängen anzusteuern. Der Basiswiderstand R_B kann für die ordnungsgemäße Steuerung verschiedener Lasten ausgelegt werden. Die Gleichung für die Berechnung von R_B lautet:

$$R_B = \frac{h_{FE}(U_{BB} - (U_D + U_{BE} + 22\,\Omega \cdot I_D))}{I_D}$$

Es werden zum Beispiel folgende Werte angenommen:

U_{BB} = 22,5 V (Speisespannung für die Basis)

U_{SS} = 20,0 V (Speisespannung für den Kollektor)

U_D = 19,0 V (Steuerspannung für den Ausgang)

I_D = 30 mA (Steuerstrom für den Ausgang)

h_{FE} = 100 (2N 5449)

U_{BE} = 0,7 V (2N 5449)

Damit wird:

$$R_B = \frac{100\,(22{,}5\text{ V} - 19{,}0\text{ V} - 0{,}7\text{ V} - 30\text{ mA} \cdot 22\,\Omega}{30\text{ mA}} = 7{,}13\text{ k}\Omega$$

SN 75361A Treiber

Die ideale MOS-Treiberschaltung ist vollkommen monolithisch und benötigt keine externen Komponenten. Der SN 75361A (*Bild 8.5*) stellt eine derartige Schaltung dar. Er arbeitet mit der Standardspannung von +5 V für U_{CC} und kann mit TTL- oder DTL-Spannungen gesteuert werden. Die Spannungsversorgung für U_{CC2} erhält man durch Verbindung mit dem gewünschten MOS-Pegel, im allgemeinen +16 bis +20 V. Die Ausgangsschaltung des SN 75361A arbeitet in beiden Richtungen aktiv, so daß sich hohe Arbeitsgeschwindigkeiten bei Lasten mit großer Kapazität ergeben. Eine typische Anordnung zeigt *Bild 8.6*, in der ein SN 75361A den Dateneingang des dynamischen RAM (random access memory) 1103 steuert.
Der SN 75361A (*Bild 8.7*) ist in einem 8poligen Plastikgehäuse (P) und im 14poligen Plastikgehäuse (N) erhältlich. Die Anschlußanordnung wurde so gewählt, daß

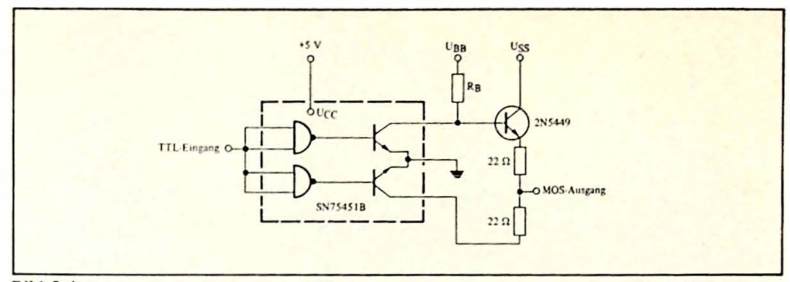


Bild 8.4
Takttreiber TTL auf MOS mit SN75451B und 2N5449

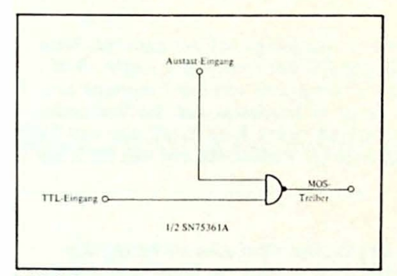


Bild 8.5
Takttreiber TTL auf MOS mit SN75361A

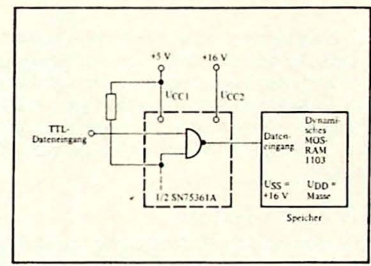


Bild 8.6
Der SN75361A als Treiber für einen MOS-Speicher

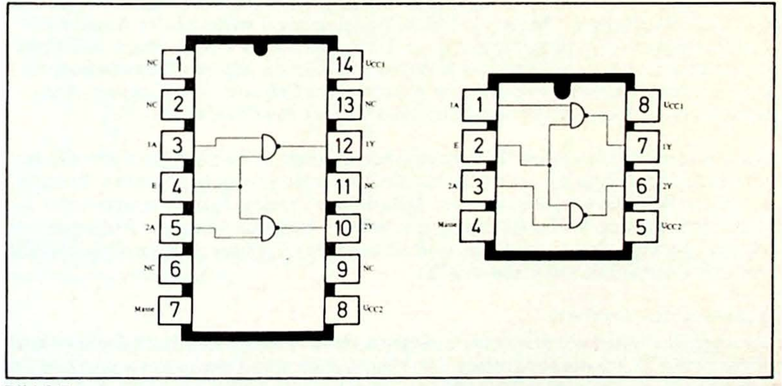


Bild 8.7
Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung des SN75361A

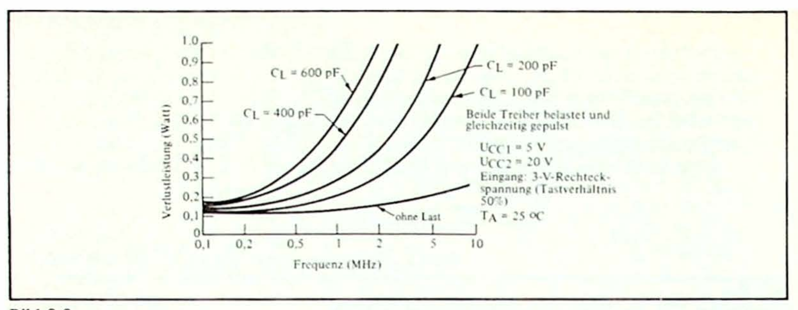


Bild 8.8
SN75361A Verlustleistung in Abhängigkeit von Belastung und Frequenz

die Eingänge auf einer Seite des Gehäuses und die Ausgänge auf der anderen Seite liegen, so daß sich eine bequeme Leitungsführung auf der Printplatte ergibt. *Bild 8.8* zeigt die Verlustleistung der Schaltung in Abhängigkeit von der Frequenz und der kapazitiven Belastung für U_{CC2} = 20 V. Es ist zu beachten, daß die Verlustleistung vor allem durch den Pegel von U_{CC2} bestimmt wird. Eine Erhöhung von U_{CC2} um 25 % kann in manchen Fällen eine Steigerung der Verlustleistung um 50 % bewirken.

SN 75365 Treiber

Um eine weitere Platzersparnis zu erzielen, gibt es eine Vierfachausführung des SN 75361A, den SN 75365 (*Bild 8.9*). Obwohl diese integrierte Schaltung grundsätzlich mit dem SN 75361A übereinstimmt, hat sie eine Reihe von Vorteilen. Die Schaltung hat einen U_{CC3}-Anschluß sowie Eingänge für den hohen Pegel U_{CC2} und TTL-Pegel UCC1 ; UCC3 kann an U_{SX} oder eine ähnliche Spannungsquelle geführt werden, die im allgemeinen einige Volt über U_{CC2} liegt. Dadurch ergibt sich eine kräftigere Steuerung der Basis und höhere Ausgangspegel während der Abgabe der Steuerimpulse. U_{CC3} ist typisch U_{CC2} + 2,5 V. Der SN 75365 hat einen niedrigen Leistungsverbrauch von 20 mW im Ruhezustand. Gleiche Signalverzögerung ist ein weiterer Vorteil für die vier Stufen im gemeinsamen Gehäuse. Alle Eingangs-Ausgangsverzögerungen weichen um nicht mehr als 3 ns voneinander ab.

Bilder 8.10 und *8.11* zeigen die Verlustleistungskurven in Abhängigkeit von der Belastung und der Frequenz, wenn alle Kanäle gleichzeitig betrieben werden. Es kann aus diesen Beispielen ersehen werden, daß erhöhte Versorgungsspannungen oder zusätzliche Steuerung der Basis (U_{CC3}) eine größere Verlustleistung zur Folge hat. Die höhere Leistung kann in manchen Anwendungen zur Verbesserung der Geschwindigkeit und Genauigkeit erforderlich sein.

Auswahl des Treibers

Die Spezifikationen der drei vorab beschriebenen TTL-MOS-Anpaßschaltungen sind in der *Tabelle 8.1* zusammengefaßt. Die Hauptgesichtspunkte zur Auswahl eines Treibers sind hierin aufgeführt. Beispielsweise zeigt das Datenblatt des 1103, daß der Treiber an Versorgungspegeln bis zu +16 V (U_{SS}) und bei hohen Schaltgeschwindigkeiten

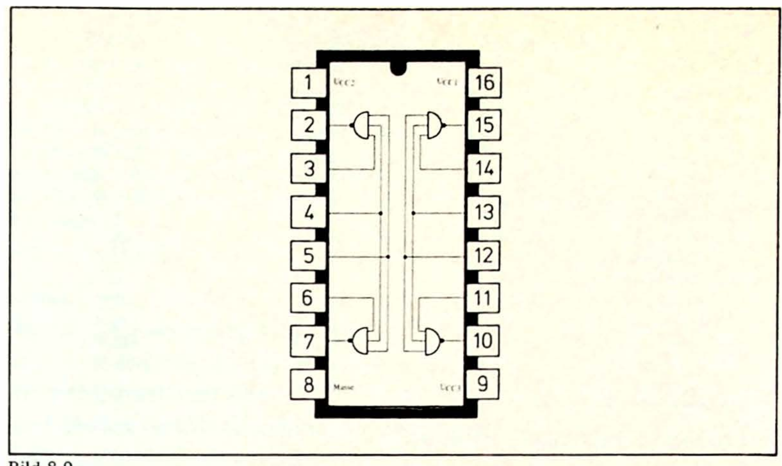


Bild 8.9
Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung des SN75365

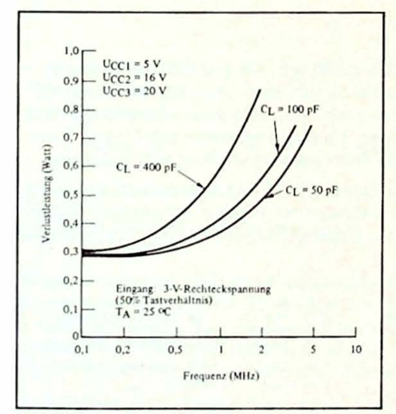


Bild 8.10
SN75365 Verlustleistung in Abhängigkeit von Frequenz und Belastung

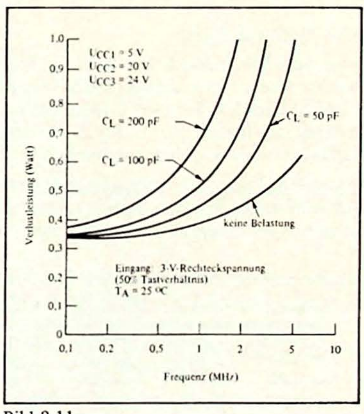


Bild 8.11
SN57365 Verlustleistung in Abhängigkeit von der Frequenz und Belastung

arbeiten muß (Anstiegs- und Abfallzeiten weniger als 100 ns typisch).
Schaltungen, die an +16 V betrieben werden können, sind in der Tabelle die Typen SN 75361A und SN 75451B. Der SN 75451B kann vorgezogen werden, falls er an beliebiger Stelle im System eingesetzt werden soll. Wenn die Geschwindigkeit, Ver-

Schaltung	SN75451B				SN75361A				SN75450B			
Last "C" in pF	50	100	700	2K	50	100	700	2K	50	100	700	2K
Ausgang t_r ns	29	30	55	114	9,5	11	26	53	75	75	150	330
Ausgang t_f ns	8,2	11	37	79	7	10	25	66	22	26	200	330
t_{PLH} ns	29	31	47	79	15	16,5	26	51	25	25	30	50
t_{PHL} ns	21	23	33	50	7,0	8,6	19	40	30	30	50	200
Max. Freq. MHz	9,1	9,0	5,0	2,3	12,5	12	6,2	1,2	8,0	8,0	1,2	7,1
Speicherzeit ns	20	21	24	31	6,6	6,7	9,6	12	20	20	33	40
+ Betriebsspannung V	5/19/16				5/16				5			
+ Betriebsstrom mA*	28/10/38				11/9,3				30			
– Betriebsspannung V	–				–				23			
– Betriebsstrom mA*	–				–				21			
U_{AL} Keine Last	+0,1 V				+0,1 V				–21 V			
U_{AL} I_L = 3 mA	+0,1 V				+0,1 V				–20 V			
U_{AH} Keine Last	+15,9 V				+15,4 V				+4,6 V			
U_{AH} I_L = 3 mA	+15,9 V				+14,4 V				+4,0 V			

* Bei einem Tastverhältnis von 50%

Tabelle 8.1
Eigenschaften von Pegelwandlern TTL auf MOS

lustleistung und ein Minimum an externen Komponenten den Ausschlag geben, kann der SN 75361A gewählt werden.

SN 75361A Serie

Von dem SN 75361A sind mehrere Versionen erhältlich, die zusätzliche Vorteile bieten, wie sie in manchen MOS-Systemen erforderlich sind. Die richtige Auswahl eines geeigneten Treibers erfolgt nach drei oder vier grundlegenden Gesichtspunkten: Anzahl der Kanäle pro Gehäuse, Art der Logik, Versorgungsspannung U_{CC2}, Verfügbarkeit des Anschlusses von U_{CC3} für erhöhte Geschwindigkeit und Leistung.

Tabelle 8.2 führt die wichtigsten Eigenschaften der SN 75361A-Serie auf. In vielen Anwendungen können mehrere Treibertypen verwendet werden. Besondere Eigenschaften der integrierten Schaltungen, wie die Zugänglichkeit des U_{CC3}-Anschlusses

Schaltung	Gehäuse	Anzahl der Funktionen	Interface-Anwendungen	U_{CC2} Max.	U_{CC3} Pull-Up	Typische Speicher-Anwendungen
SN76361A	J, N, P	zweifach	TTL-MOS	+24	Nein	1103, TMS4062, AMS6002
SN75362	J, N, P	zweifach	TTL-MOS	+24	Ja	1103, TMS4062, TMS7001
SN75363	J, N, P	zweifach	TTL-MOS	+15	Nein	TMS4030 Takt
SN57365	J, N	vierfach	TTL-MOS	+24	Ja	1103
SN75367	J, N, SB	vierfach	TTL-MOS, 3 State	+15	Nein	CMOS-Schaltungen
SN75368	J, N	zweifach	ECL-MOS	+24	Ja	ECL 10K auf 1103, TMS4062, TMS7001 ECL 10K auf TTL
SN75369	J, N, P	zweifach	Zweifach-Strom auf MOS	+24	Nein	AMS6003 Takt-Leitungen
SN75370	JB, N	zweifach	TTL-MOS Lesen/Schreiben	+24	Nein	TMS4062 Eingangs-Ausgangs-Leitungen

Tabelle 8.2
Zweifache und vierfache Interface-Schaltungen bipolar auf MOS

für erhöhte Schaltgeschwindigkeit, Vierfachausführungen, um den Platzbedarf oder die Anzahl der Gehäuse zu verringern, können die Entscheidung für die optimale Schaltung in einer bestimmten Anwendung festlegen. Die angeführten Beispiele sind typisch für viele mögliche Anwendungen. Wenn ein SN 75361A verwendet wird, kann seine hohe Schaltgeschwindigkeit zusammen mit den Eigenschaften der Last ein Überschwingen des Steuersignales bewirken. Wenn ein Dämpfungswiderstand in Serie mit dem Ausgang gelegt wird, wie in *Bild 8.12* gezeigt wird, so wird das Überschwingen auf ein unbedeutendes Maß reduziert. Der erforderliche Widerstand ist im allgemeinen klein, ein guter Näherungswert kann aus folgender Gleichung errechnet werden:

$$R_D = 2\sqrt{L_L/C_L}$$

wobei:

R_D = Seriendämpfungswiderstand

L_L = Induktivität der Last oder Leitung

C_L = Kapazität der Last

Ein typischer Wert für die meisten Anwendungen ist 10 Ω.

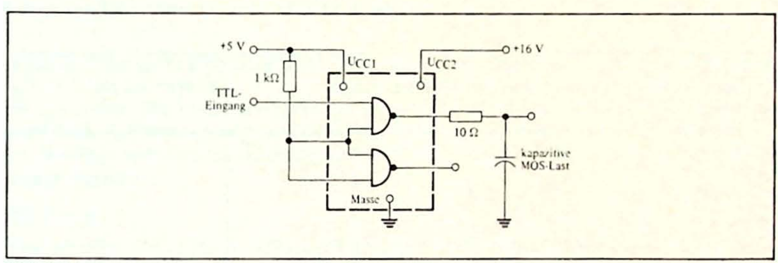


Bild 8.12
Grundlegende Anwendung des SN75361A

Einige Vergleiche können bezüglich der Anzahl der Gehäuse gemacht werden, wenn der doppelte Treiber SN 75361A oder der Vierfachtreiber SN 75365 verwendet wird. In einer typischen 4k x 9 Anordnungen des 1103 MOS-RAMs sind nur insgesamt 16 Treiber SN 75361A erforderlich, um die Dateneingänge, Chip-Aktivierung (chip enable), Vorspeicher (precharge) und Schreib/Leseeingänge anzusteuern.

In derselben Anordnung, aber unter Verwendung des SN 75365 sind nur acht Treibergehäuse erforderlich. Dieses Verhältnis trifft jedoch nicht immer zu. Wie man bei der Anwendung einer 4k x 9 Anordnung des TMS 4062 MOS-RAMs (*Bild 8.13*) ersieht, kann die höhere Eingangskapazität der Reset-Eingänge und eine gewünschte höhere Eingangsgeschwindigkeit eine unzulässig hohe Verlustleistung für das Vierfachgehäuse bewirken. Es muß daher der SN 75361 verwendet werden.

In einem speziellen Fall (*Bild 8.14* und *8.15*), bei dem das 6003 RAM einen Dreiphasen-Eingangstakt benötigt, sind nur sechs SN 75361A-Gehäuse für einen großen 8k x 17-Bit-MOS-Speicher erforderlich. Das Blockschaltbild (*Bild 8.15*) zeigt, wie ein-

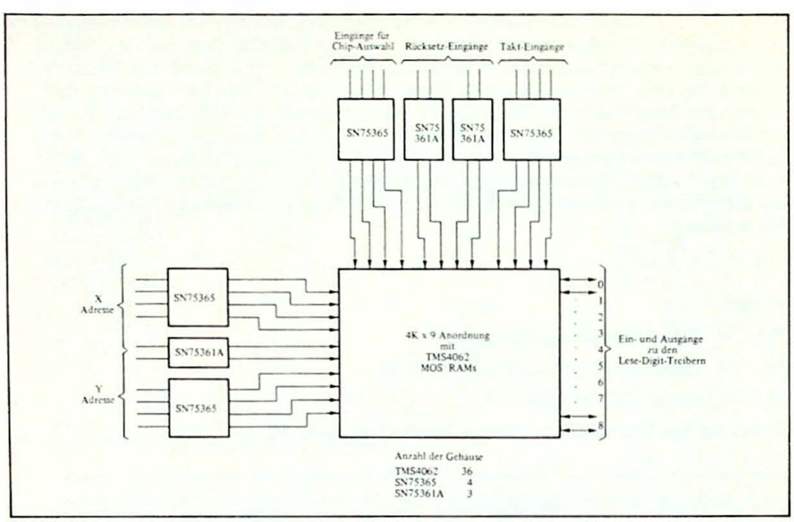


Bild 8.13
Typische Anwendung von Treibern mit TMS4062 RAMs

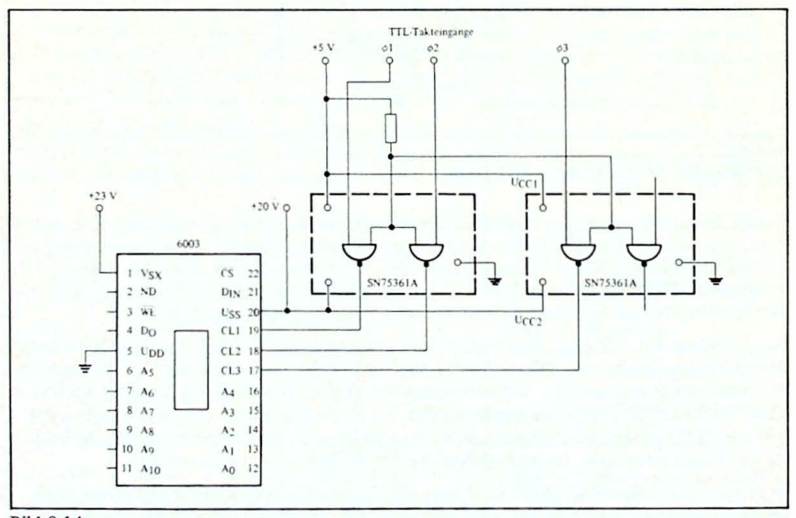


Bild 8.14
Dreiphasen-Takttreiber für das 6003 RAM

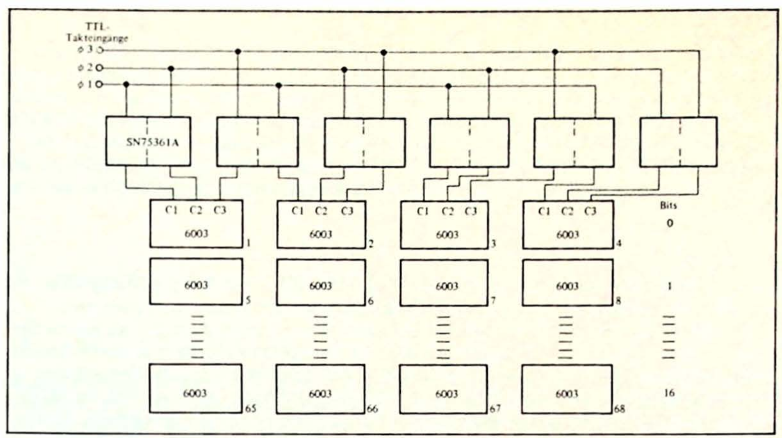


Bild 8.15
Dreiphasen-Takttreiber für einen 8K x 17-Bit MOS-Speicher

fach die Zusammenschaltung wird, wenn man die vorteilhaften Steuermöglichkeiten des SN 75361A benützt.
Die speziellen Eigenschaften jeder integrierten Schaltung in der SN 75361-Serie sorgen für die Steuerungsmöglichkeiten, wie sie in einer großen Anzahl von Anwendungen benötigt werden. Im folgenden werden die besonderen Eigenschaften jeder Schaltung aufgezählt:

SN 75362

Ähnlich dem SN 75361A, jedoch mit U_{CC3} als 3. Spannung. Dies ergibt höhere Schaltgeschwindigkeiten, wie sie allgemein mit dem SN 75365 möglich sind, sowie die Möglichkeit mehr Lasten zu treiben, da hier nur zwei Kanäle vorliegen und die gesamte Verlustleistung geringer ist. Wenn größere MOS-Anordnungen erforderlich sind, ist die Verwendung des SN 75362 vorteilhafter.

SN 75363

Grundsätzlich wie der SN 75361A, mit Ausnahme, daß er speziell als Takttreiber für die 4k-RAM-Familie (4030/4050/4060) entwickelt wurde. Er kann als Treiber für die Adresse, Steuerung oder Takteingänge verschiedener anderer Typen von MOS-RAMs verwendet werden. Er besitzt Anschlüsse für U_{CC1}, U_{CC2} und U_{CC3}, um mit den Spannungsversorgungen des TMS 4030 kompatibel zu sein.

SN 75367

Eine vierfache Übergangsschaltung von MOS auf CMOS mit 3-State (tri-state)-Ausgängen. Diese Schaltung verarbeitet TTL- oder DTL-Eingangssignale und liefert CMOS-kompatible Ausgangspegel. Jeder Ausgang kann auf einen hochohmigen Zustand abgeschaltet werden, um die Verbindung von mehreren Treibern mit der gleichen Sammelschiene (bus-line) für selektive Aktivierungs-Operationen zu ermöglichen.

SN 75368

Eine Zweifach-Anpaßschaltung ECL an MOS, die Standard-ECL-Eingangssignale der Serie SN 10.000 verarbeitet. Ihre Ausgänge liefern hohe Strom- und Spannungspegel, die sich für die Steuerung von MOS-Schaltungen eignen. Diese Schaltung ist besonders als Treiber für die Adreß-, Steuerungs- und Takteingänge verschiedener MOS-RAMs, einschließlich des TMS 4062, TMS 7001 und AMS 1103 geeignet. Der SN 75368 wird auch als Pegelwandler von ECL auf TTL verwendet. Einzelne phasengleiche Eingänge und zweifache Eingänge, die nicht in Phase sind, stehen bei jedem Treiber zur Verfügung.

SN 75369

Ein zweifacher stromgesteuerter MOS-Treiber, entwickelt zur Verarbeitung von spezifizierten Eingangsströmen und für Ausgangspegel mit hohen Strömen und Spannungen zum Betrieb von MOS-Schaltungen. Seine hauptsächliche Anwendung ist die Steuerung der Takteingänge des 6003 MOS-RAMs sowie auch anderer Eingänge von MOS-RAMs. Der Ausgang des SN 75369 kann auf negative Potentiale schalten und daher mit vielen Typen von MOS-Schieberegistern zusätzlich zu MOS-Speichern arbeiten. Bei Eingangsströmen unter 0,5 mA ist der Ausgang high, in der Nähe des U_{CC}-Pegels typisch 0 bis +5 V. Eingangsströme von 6 mA oder mehr schalten den Ausgang low, d.h. in die Nähe des U_{EE}-Pegels, −15 V typisch.
Die Versorgungsspannungen können variiert werden, wenn dafür gesorgt wird, daß die Differenz $U_{CC} - U_{EE}$ 24 V nicht übersteigt. Eine schnelle Pegelverschiebung von TTL auf MOS kann mit einer externen pnp-Stromquelle oder einem Koppelkondensator bewirkt werden, wie in *Bild 8.16* bzw. *8.17* gezeigt wird.

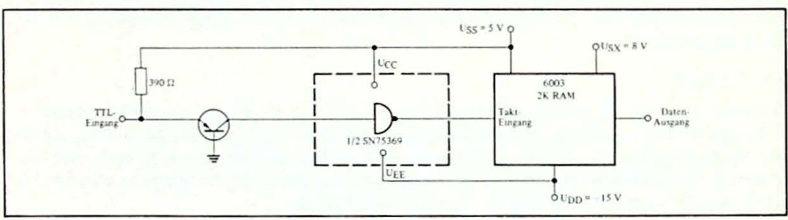


Bild 8.16
Pegel-Verschiebung von TTL auf MOS mit einem pnp-Transistor

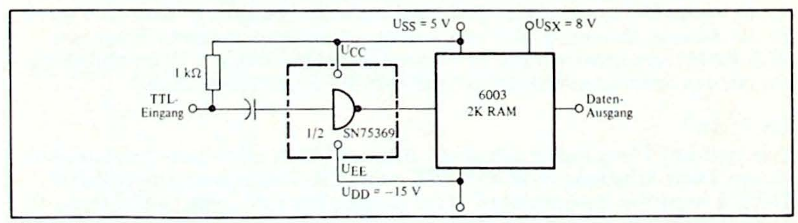


Bild 8.17
Pegel-Verschiebung von TTL auf MOS mit einem Kondensator

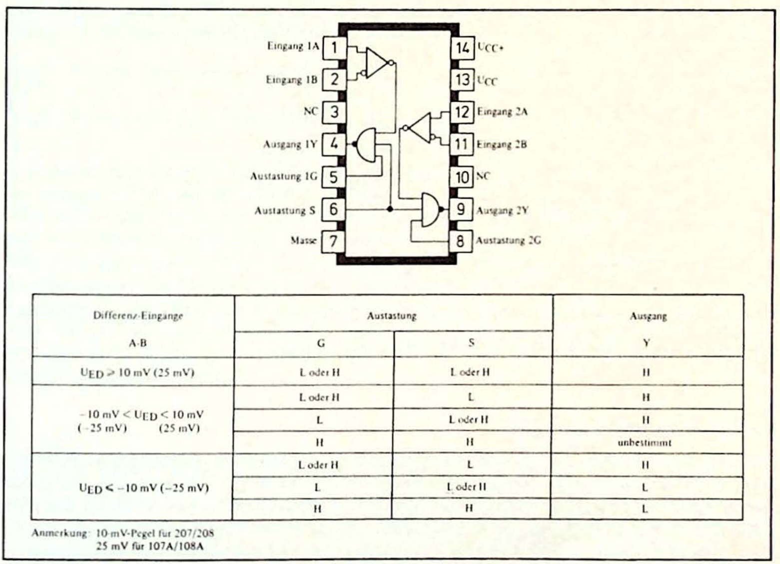
SN 75370

Eine Zweikanal TTL/MOS-Lese-Schreib-Interfaceschaltung, entwickelt zur direkten Verbindung mit den Eingangs-/Ausgangsanschlüssen der MOS-RAMs TMS 4062 und AMS 6002. Treibereingänge und Empfängerausgänge sind TTL- und DTL-kompatibel. Der Treiber für die Schreibbefehle liefert komplementäre Ausgangspegel mit hohen Spannungen für die Eingangs-/Ausgangsanschlüsse. Der Leseverstärker spricht auf kleine Differenz-Eingangsströme der Eingangs-/Ausgangsanschlüsse an. Weitere Einzelheiten dieser Schaltung werden in Abschnitt 8.4 besprochen.

8.3
Umwandlung von MOS-Logikpegeln

8.3.1
Allgemeine Anforderungen

MOS-Ausgangs- wie auch Eingangspegel sind bei manchen Schaltungstypen sehr verschieden. Manche Ausgangsspannungen liegen zwischen Masse und negativen Werten von 10 bis 20 V. Andere Schaltungen können positive Ausgangspegel haben und in manchen Fällen müssen sehr niedrige Signale (+40 mV) verarbeitet werden. Die im folgenden beschriebenen Schaltungen wurden für die verschiedensten Arten der Signalverarbeitung und Pegelumwandlungen entwickelt.



Differenz-Eingänge	Austastung		Ausgang
A-B	G	S	Y
$U_{ED} \geq 10$ mV (25 mV)	L oder H	L oder H	H
-10 mV $< U_{ED} <$ 10 mV (-25 mV) (25 mV)	L oder H	L	H
	L	L oder H	H
	H	H	unbestimmt
$U_{ED} \leq -10$ mV (-25 mV)	L oder H	L	H
	L	L oder H	L
	H	H	L

Anmerkung: 10-mV-Pegel für 207/208
25 mV für 107A/108A

Bild 8.18
Funktions-Schaltbild und Wahrheitstabelle: SN75107A/108A und SN75207/208

8.3.2
SN 75107A/108A und SN 75207/208 Signalverstärker

Für die Aufnahme und Verarbeitung von MOS-Signalen mit niedrigem Pegel, wie etwa vom dynamischen Schreib-/Lesespeicher (RAM) AMS 1103 sind die integrierten Schaltungen SN 75207/208 (*Bild 8.18*) besonders geeignet. Der 108A und 208 haben Ausgänge mit offenem Kollektor, während der 107A und 207 Standard-TTL-Ausgänge besitzen. Die Eingangsempfindlichkeit von ≤ ± 25 mV des 107A/108A reicht für viele Anwendungen aus. Für erhöhte Genauigkeit kann der SN 75207/208 mit garantierten Eingangsempfindlichkeiten von ≤ ± 10 mV verwendet werden. Die identische Anschlußbelegung bei allen diesen Typen vereinfacht deren Austausch um den Anforderungen des Systems zu entsprechen. Außer ihrer hohen Schaltgeschwindigkeit haben diese Schaltungen noch zahlreiche andere Vorteile: Zwei Kanäle pro Gehäuse. Individuelle und gemeinsame Austast-Eingänge, um sowohl Steuerungsmöglichkeiten für eine Austastung (strobe) wie auch Aktivierung der Leseanschlüsse (read-enable) zu erhalten; Differenzeingänge mit hoher Gleichtaktunterdrückung und Standard-TTL- oder offene Kollektor-Ausgänge. Offene Kollektor-Ausgänge gestatten die Zusammenschaltung mehrerer Ausgänge.

Obwohl der MOS-Ausgang unsymmetrisch ist, kann man eine künstliche Leitung (dummy line) zusammen mit der Steuerleitung vom MOS-Ausgang zum Differenzeingang des Signal- oder Leseverstärkers betreiben (*Bild 8.19*). Dadurch werden Störspannungen durch Rauschen auf beiden Leitungen aufgenommen, als Gleichtaktsignale dem Differenzeingang des Verstärkers zugeführt und dadurch unterdrückt. Die Kombination der Eingangsempfindlichkeit und der Gleichtakt-Rauschunterdrückung machen diese Schaltung hervorragend geeignet für die Verarbeitung von MOS-Signlen.

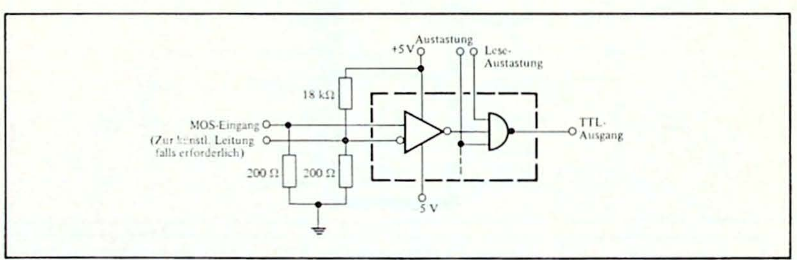


Bild 8.19
Pegel-Verschiebung MOS auf TTL mit SN75107A oder SN75207

8.3.3
SN 75450B Pegelwandler

Der periphere Treiber SN 75450B kann als Zweikanal-Interfaceschaltung zwischen MOS und TTL verwendet werden. Die Benützung eines seiner Transistoren zur Feststellung der MOS-Pegel und der nachfolgenden Steuerung eines der internen Gatter stellt eine einfache Methode der Pegelanpassung dar. Dem Eingang kann positive oder negative Logik zugeführt werden, abhängig von der Anbringung der Eingangsvorspannung.

Bild 8.20 zeigt die Anordnung für eine Hälfte eines SN 75450B für positive MOS-

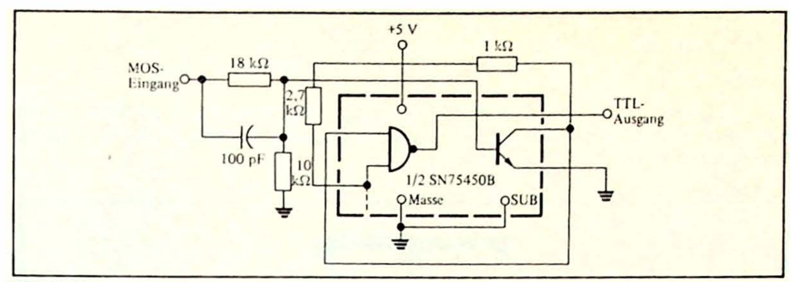


Bild 8.20
Pegel-Verschiebung von MOS auf TTL für positive MOS-Pegel mit SN75450B

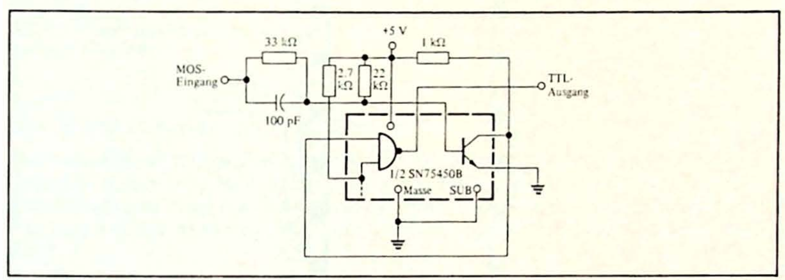


Bild 8.21
Pegel-Verschiebung von MOS auf TTL für negative MOS-Pegel mit SN75450B

Eingangspegel. MOS-Ausgangsspannungen von +3 V oder mehr können mit dieser Schaltung verarbeitet werden.
Bild 8.21 zeigt eine Anordnung des SN 75450B für negative MOS-Pegel wie sie typisch für Schieberegister sind.
Der 33-kΩ-Serienwiderstand am Eingang und der 22-kΩ-Vorwiderstand sorgen für richtige Spannungspegel an der Basis des Transistors. Sie können so gewählt werden, daß sie mit verschiedenen negativen Eingangspegeln arbeiten. Der Serienkondensator von 100 pF dient zur Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit, indem er die steilen Flanken der Eingangsimpulse überträgt. Der SN 75450B kann die Pegelverschiebung für zwei Kanäle durchführen.

8.3.4
SN 75270 Siebenkanal-Interface-Schaltung

Der SN 75270 (*Bild 8.22*) ist eine spezielle monolithisch integrierte Schaltung, die sieben Anpaßschaltungen von MOS auf TTL in einem einzigen Gehäuse enthält. Die gesamte Ruheverlustleistung dieser Siebenkanal-Schaltung beträgt nur 100 mW. Diese Tatsache, zusammen mit seiner hohen Schaltgeschwindigkeit (t_{PLH} = 30 ns typisch, t_{PHL} = 5 ns typisch) und einer Eingangsempfindlichkeit von 500 μA für

eine log. “1”, machen den SN 75270 für viele MOS zu TTL-Anwendungen geeignet. Ein Eingangsstrom von 100 μA oder weniger sichern ein log. “0” am Ausgang. *Bild 8.23* zeigt die grundlegende Methode der Anwendung als Pegelwandler von MOS auf TTL.
Bild 8.24 zeigt den SN 75270 als Anpaßschaltung zwischen einem MOS-Rechnerchip und einem thermischen Siebensegment-Drucker. Dabei ist nur eine +5-V-Versorgungsspannung erforderlich.

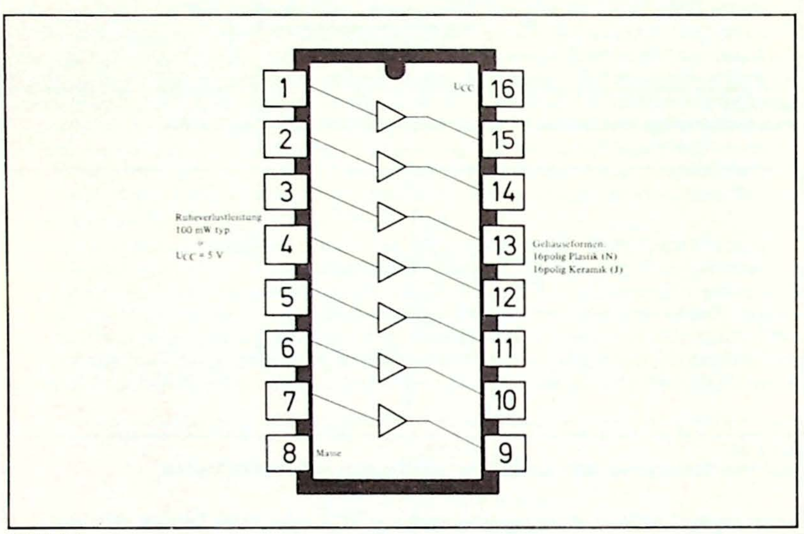


Bild 8.22
SN75270 Siebenkanal Pegelwandler MOS auf TTL

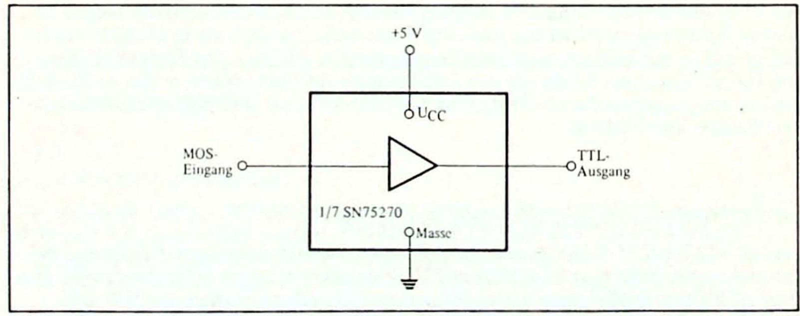


Bild 8.23
Pegel-Verschiebung von MOS auf TTL mit SN75270

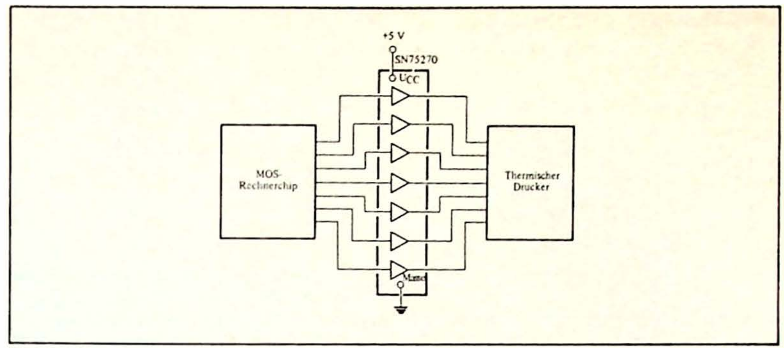


Bild 8.24
SN75270 als siebenkanaliger MOS-Leseverstärker und Treiber für thermischen Siebensegment-Drucker

8.3.5
SN 75260 Pegelumsetzer MOS auf ECL

Der monolithische Signalverstärker SN 75260 besitzt Logikausgänge für die ECL-Serie SN 10.000 und MOS-Differenzeingänge (*Bild 8.25*). Es handelt sich um eine Zweikanalausführung mit individuellen Austast- (strobe-) Anschlüssen. Die Differenzeingänge können direkt an die D_A- und $\overline{D}_A$-Anschlüsse eines MOS-Speichers angelegt werden.

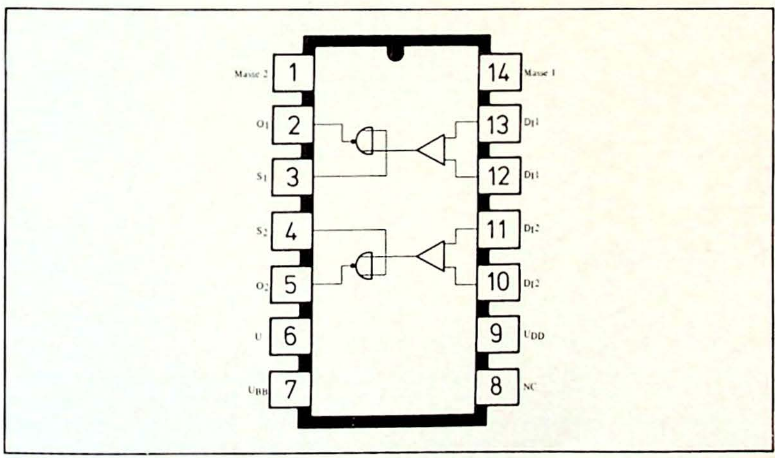


Bild 8.25
Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung: SN75260

Einige zusätzliche Vorzüge sind:

Getrennte Eingangs-Ausgangs-Masseanschlüsse vermindern die gegenseitige Beeinflussung.

Für die Pegelwandlung sind keine externen Komponenten erforderlich.

Es sind nur 200 μA für ein log. "1" am Ausgang erforderlich.

Weniger als 40 μA sichern ein log. "0" am Ausgang.

Verwendung von MOS-kompatiblen Stromquellen.

Hohe Schaltgeschwindigkeit mit typisch t_{PD} = 20 ns.

Bild 8.26 zeigt ein typisches Anwendungsbeispiel.

Die Anschlüsse "Dateneingang" (data in) und "$\overline{\text{Dateneingang}}$" werden direkt mit den Anschlüssen "Datenausgang" und "$\overline{\text{Datenausgang}}$" des TMS 7001 verbunden. Der Ausgang des Verstärkers SN 75260 bleibt auf dem log. "0"-Pegel bis er einen Ausgangsstrom von 20 μA vom $\overline{D}_A$ während des Austastimpulses erhält, wie die typischen Spannungsformen in *Bild 8.26* zeigen.

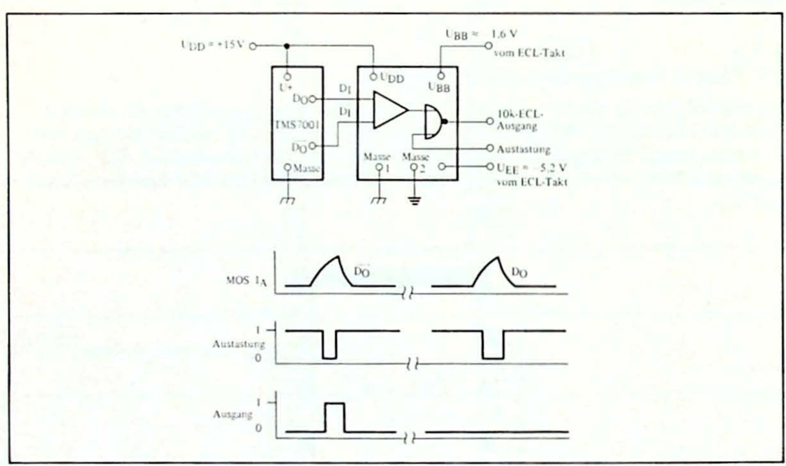


Bild 8.26
SN75260 Leseverstärker für TMS7001

8.3.6
SN 75261 Pegelumsetzer MOS auf TTL/DTL

Der SN 75261, der dem SN 75260 sehr ähnelt, ist ein monolithischer Signalverstärker (*Bild 8.27*) mit TTL/DTL-kompatiblen Ausgängen und MOS-Differenzeingängen. Eine typische Anwendung wäre die Anpassung eines TMS 7001 MOS-Schreib-/Lesespeichers an TTL-Schaltungen. Die allgemeinen Daten und Eigenschaften sind mit dem SN 75260 gleich. Zusätzlich kann man durch seinen Ausgangsstrom von 20 mA eine TTL-Sammelleitung (TTL-bus) mit mehreren Lasten treiben.

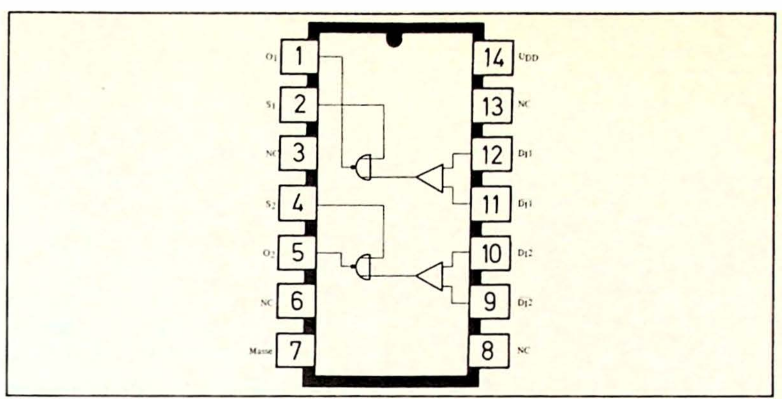


Bild 8.27
SN75261 Leseverstärker von MOS auf TTL oder DTL

8.4 Kombination von MOS-Treibern und Signalverstärkern

Die in *Bild 8.28* und *8.29* gezeigten Schaltungen sind Kombinationen von Schreib- und Lese-Verstärkern (Treiber und Empfänger). Ihre Kompaktheit, Arbeitsgeschwindigkeit und Steuermöglichkeiten machen sie besonders geeignet für komplexere Systeme, einschließlich MOS-Schaltungen wie dem 1024-Wort zu je 1-Bit dynamischen Schreib-/Lesespeicher (RAM) TMS 4062. *Bild 8.28* zeigt eine Schaltung, die eine Kombination von diskreten Bauelementen und integrierten Schaltungen verwendet, während in *Bild 8.29* eine völlig monolithische Ausführung dargestellt ist. Der SN 75370 ist ein kompletter zweikanaliger Treiber, der die Anzahl der Komponenten wesentlich verringert. Vergleichsweise würden zwei SN 75415B, ein SN 72711, vier Transistoren 2N 4401 und 16 Widerstände erforderlich sein, um die Funktion eines einzigen SN 75370 zu erfüllen. Ein Vergleich der Eigenschaften dieser beiden Schaltungen ist in *Tabelle 8.3* durchgeführt.

8.4.1 SN 75370 Schreib-/Lese-Verstärker

Der SN 75370 wurde vor allem als Schreib-/Lese-Verstärker (sense-digit driver) für den MOS-Schreib-/Lesespeicher TMS 4062 entwickelt. Jeder seiner beiden Kanäle besteht aus einem Treiber für den Schreibvorgang und einem Leseverstärker, wobei die Eingangs-/Ausgangsanschlüsse gemeinsam sind. Diese Anschlüsse sind die Ausgänge für den Schreibtreiber und die Eingänge für den Leseverstärker. Die Schaltung des Schreibtreibers ist so ausgelegt, daß binäre Informationen mit MOS-Pegel in den MOS-Schreib-/Lesespeicher eingeschrieben werden, wobei er am Eingang mit TTL-Signalen versorgt wird. Der Leseverstärker liest binäre Informationen mit MOS-Pegel aus dem MOS-Schreib-/Lesespeicher und setzt sie in TTL-Pegel am Ausgang um. Diese Funktion kann auch mit TTL-Eingängen gesteuert werden.

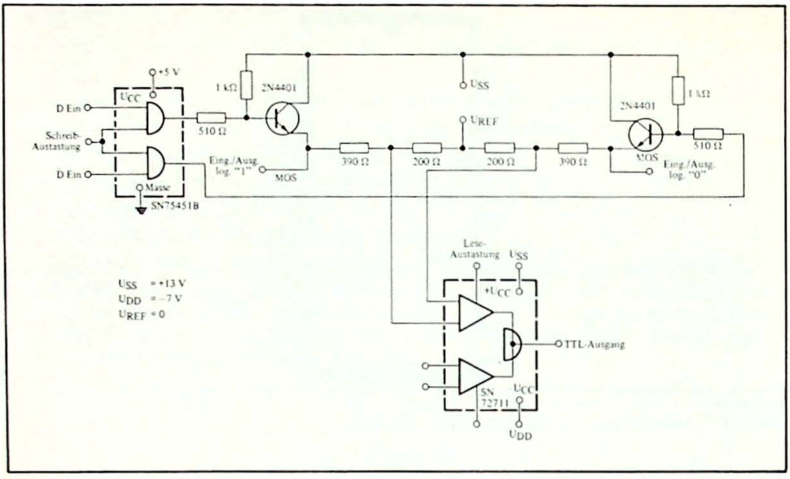


Bild 8.28
Übergangsschaltung von MOS auf TTL mit SN75451B

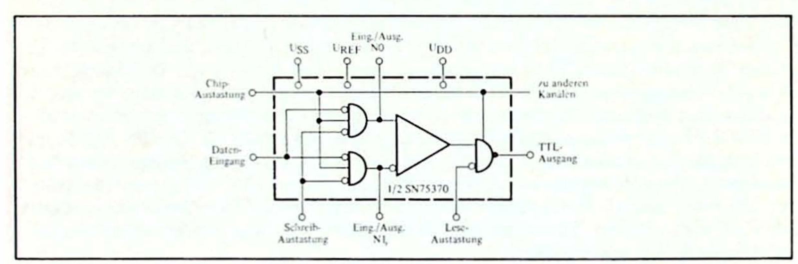


Bild 8.29
Übergangsschaltung von MOS auf TTL mit SN75370

Der Datenausgang is so ausgelegt, daß er falls erwünscht, durch einen externen Arbeitswiderstand (pull-up resistor) als eine Wired-AND-Funktion ausgebildet werden kann (siehe Bild 8.30 für die Anschlußbelegung). Die Schaltung besitzt einen Chip-Aktivierungsanschluß (chip enable 9), der für beide Kanäle gemeinsam wirkt und zur Abschaltung des gesamten Chips dienen kann. Interne Spannungsregler sichern die Funktion der Schaltung über einen großen Bereich der Versorgungsspannungen. Die Arbeitsgeschwindigkeiten sind kompatibel mit der Zykluszeit von 250 ns des Treibers.

	SN75370					Diskret				
	Schreiben tPD zur Eingangs-/ Ausgangs-Leitung		Lesen tPD zum Ausgang			Schreiben tPD zur Eingangs-/ Ausgangs-Leitung		Lesen tPD zum Ausgang		
MOS "C" Last (pF)	L-H (ns)	H-L (ns)	L-H (ns)	H-L (ns)	Max. Freq. (MHz)	L-H (ns)	H-L (ns)	L-H (ns)	H-L (ns)	Max. Freq. (MHz)
50	19,2	20,2			6,6	48,3	59,6			3,3
100	21,0	24,7	20,4	32,1	6,6	55	95	21	33	3,3
700	48,1	48,6			3,3	85	129			1,6
2000	113	105				1,3	168	320		0,67

Tabelle 8.3
Vergleich der Eigenschaften der in Bild 8.28 und 8.29 gezeigten Schaltungen

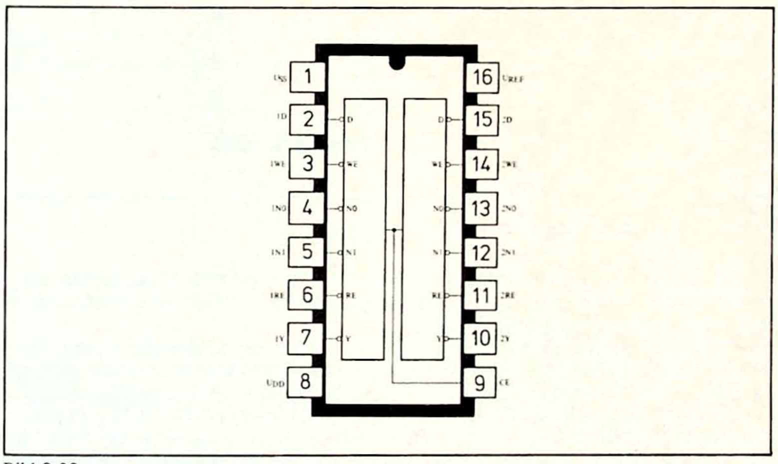


Bild 8.30
SN75370 MOS-Lese-Digittreiber

8.4.2
Typische Anwendungsbeispiele des SN 75370

Eine typische Anordnung unter Benützung einer Hälfte eines SN 75370 als Anpaßschaltung eines TMS 4062 ist in *Bild 8.31* dargestellt.

Mit U_{SS} = 20 V und U_{REF} = 7 V lassen sich folgende typische Eigenschaften erwarten:
Signalverzögerung des Bit-Treibers ≈ 40 ns
Signalverzögerung des Leseverstärkers/Umsetzers ≈ 25 ns
Verlustleistung ≈ 600 mW (beide Kanäle im Lesevorgang)
Verlustleistung ≈ 900 mW (beide Kanäle im Schreibvorgang)
Ruheverlustleistung ≈ 400 mW (Chip nicht aktiviert)

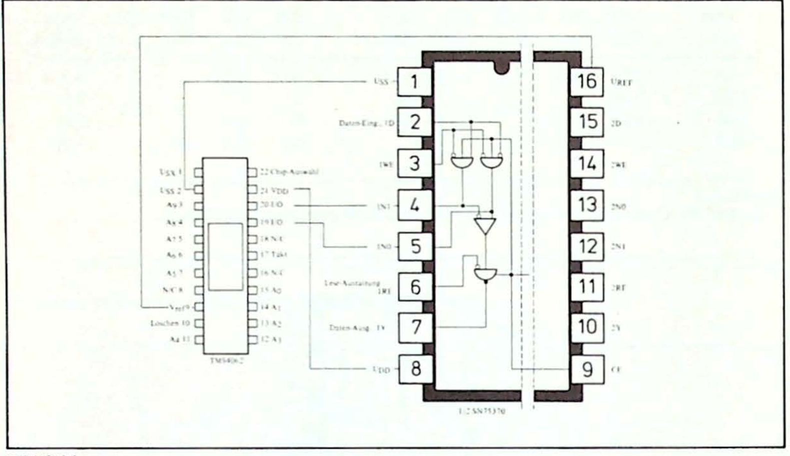


Bild 8.31
SN75370 als Interface-Schaltung für ein TMS4062 RAM

Bei Benützung mit dem TMS 4062 spricht der SN 75370 in ≈ 10 ns an, anstatt in typisch 25 ns wie oben angeführt, da der Ausgangsstrom des TMS 4062 mehr einer Sägezahn- als einer Sprungfunktion ähnelt.
Bild 8.32 zeigt das Blockschaltbild eines 17 x 8 k organisierten Speichers unter Verwendung des TMS 4062. Zweikanal-Schaltungen SN 75361A werden verwendet, um die Takt-, Rückstell- (reset) und Adresseingänge anzusteuern. Die Lese-/Schreibeingänge werden durch Zwei-Bit-Treiber-Leseverstärker-Umsetzer SN 75370 gesteuert und abgetastet. Achteinhalb Gehäuse SN 75370 und dreizehn Gehäuse SN 75361A werden insgesamt nur benötigt,um den 136 TMS 4062 umfassenden Speicher anzusteuern.
Die Ausgänge der SN 75370 können unabhängig voneinander verwendet werden (*Bild 8.33a*) oder an einem gemeinsamen Arbeitswiderstand in einer Wired-AND-Funktion arbeiten.
Die gesamte Verlustleistung und die Möglichkeit zur Abfuhr der Wärme muß bei der Verwendung der SN 75370 berücksichtigt werden. Die entwickelte Leistung der integrierten Schaltungen hängt von der Art der Arbeitsweise und der verwendeten Betriebsspannungen ab. Unter bestimmten Bedingungen kann der SN 75370 genügend momentane Leistung entwickeln, welche die empfohlene durchschnittliche Dauer-

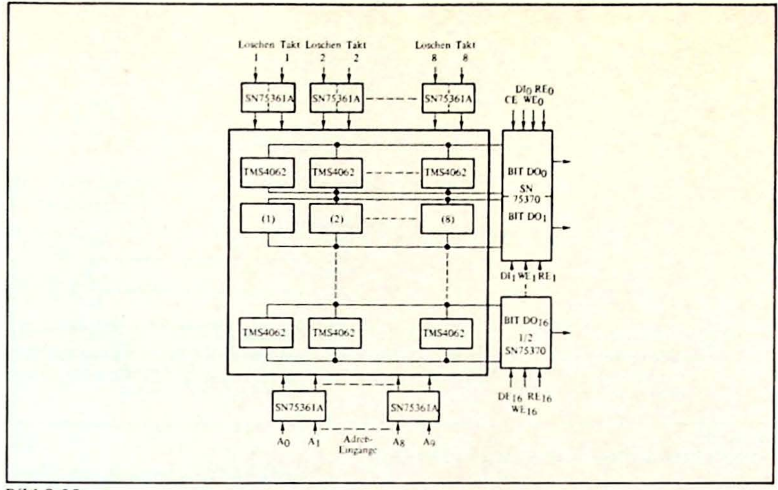


Bild 8.32
Blockschaltbild eines 8K x 17 Bit-Speichers

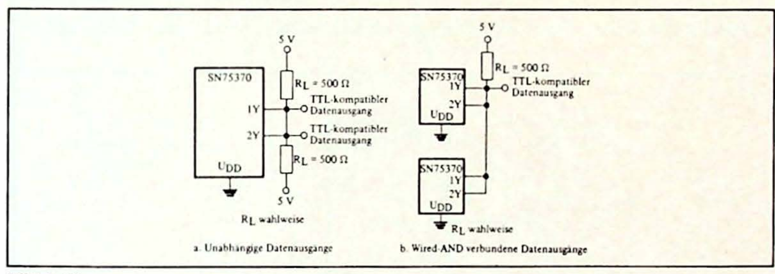


Bild 8.33
Weiterverarbeitung der Daten aus dem SN75370

leistung des Gehäuses überschreitet.
Geeignete Zeitintervalle müssen für die Bedingungen zum Auftreten der hohen Leistungen eingehalten werden, um die durchschnittliche Verlustleistung des SN 75370 innerhalb der zulässigen Grenzen zu halten.
Bild 8.34 zeigt einige typische Methoden um die durchschnittliche Verlustleistung zu verringern, indem die CE-, WE- und RE-Eingänge gepulst werden. Die größte Leistung tritt auf, wenn beide Kanäle in der Betriebsart "Schreiben" arbeiten. Im allgemeinen muß in dieser Betriebsart getastet werden, um die mittlere Verlustleistung zu verringern. *Bild 8.34(d)* und *8.35* zeigen die Verwendung eines diskreten pnp-Transistors, um die dem Anschluß U_{SS} zugeführte Leistung zu schalten und die

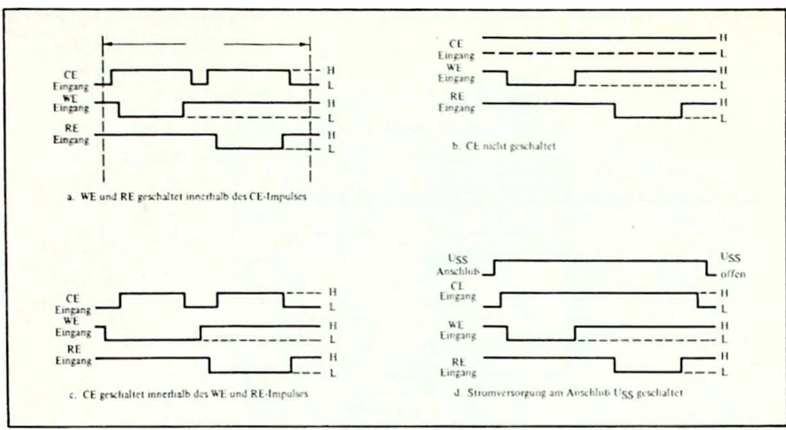


Bild 8.34
Typische Eingangs-Spannungsformen des SN75370

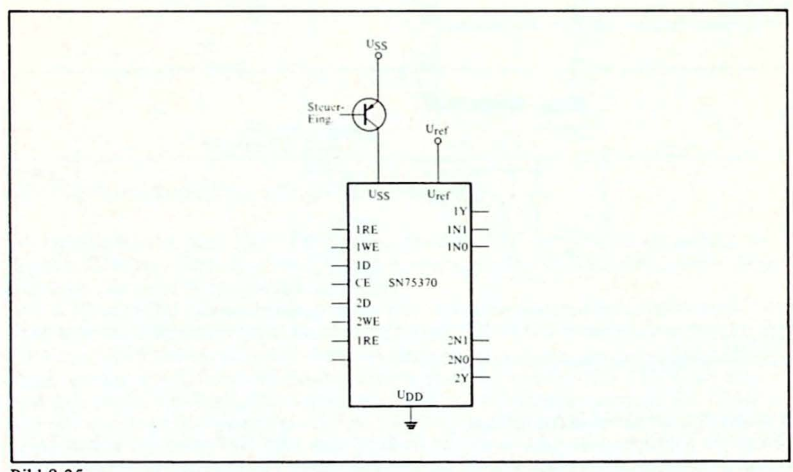


Bild 8.35
Steuerung der Stromzuführung an den U_{SS}-Anschluß des SN75370 mittels eines pnp-Transistors

Durchschnitts-Verlustleistung möglichst gering zu halten. Zusätzlich kann jedoch eine Kühlung mittels eines Gebläses oder durch Kühlkörper angewandt werden, um die maximal zulässige Verlustleistung des SN 75370 zu erhöhen.

Das folgende Beispiel zeigt eine Methode, mit der man den mittleren Leistungsbedarf

des SN 75370 berechnen kann. Bei Benützung von *Bild 8.34* kann man die typische mittlere Leistung während der Periode T ermitteln. Es sei angenommen, daß beide Kanäle identisch arbeiten, ausgenommen in der Betriebsart "Lesen", wenn ein Kanal ein log. "1" liest und der andere ein log. "0". Ferner sei $U_{SS} = 20$ V, $U_{REF} = 7$ V und $T_A = 25$ °C.

$$P_{TYP} = (\%t_W)(P_W) + (\%t_R)(P_R) + (\%t_{SB})(P_{SB}) + (\%t_{CD})(P_{CD})$$

Aus dem Datenblatt und *Bild 8.34* kann man die annähernden Werte entnehmen und in die Formel einsetzen:

$$P_{TYP} = (0{,}25)(910) + (0{,}25)\left(\frac{560 + 640}{2}\right) + (0{,}2)(560) + (0{,}3)(410)$$

$$P_{TYP} = 613 \text{ mW}.$$

Die Verlustleistung wird um mehr als 80 % verringert, wenn die U_{SS}-Versorgungsspannung während des Ruhezustandes unterbrochen wird. Dadurch vermindert sich der Leistungsbedarf außerordentlich, insbesonders bei großen Systemen.

8.5 Multi-Funktions-Schaltkreis

8.5.1 Beschreibung des SN 72595

Der SN 72595 (*Bild 8.36*) beinhaltet eine monolithische Treiberschaltung für Mikro-

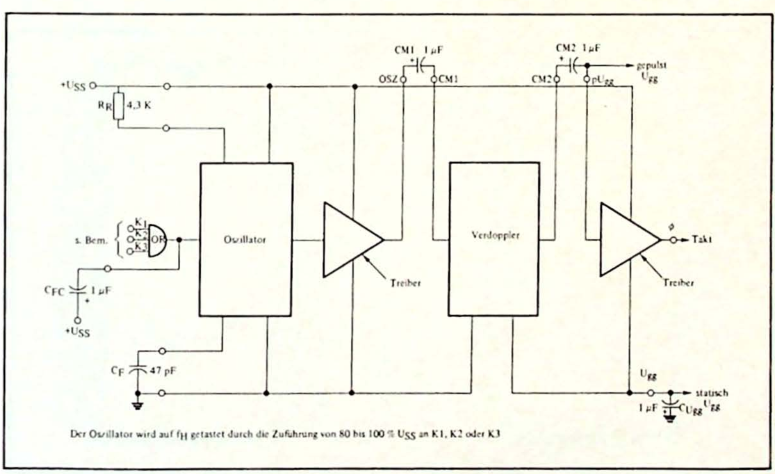


Bild 8.36
SN72595 Blockschaltbild

prozessoren. Er wurde entwickelt, um die Anzahl der Gehäuse und die Verdrahtungskosten von MOS-Speichersystemen und Rechnern drastisch zu verringern. Das SN 72595-Treibersystem für Mikroprozessoren enthält folgende Funktionen:

Taktgenerator:
Ein einphasiger, selbstanlaufender Generator, welcher zwei Frequenzen abgibt.
Takttreiber:
Ein typischer Leistungstreiber, der die kapazitiven Takteingänge steuert.
U_{gg}-Generator:
Eine statische Stromversorgung für U_{gg} und eine gepulste U_{gg}-Stromversorgung für die MOS-Schaltung.

Beim Betrieb an einer einzelnen U_{SS}-Stromversorgung von 7,2 V (nominell) hat der SN 72595 eine Verlustleistung von nur 125 mW in der niederfrequenten Arbeitsweise und 250 mW in der hochfrequenten. Die Taktfrequenzen sind für f_H 150 bis 300 kHz und für f_L 20 bis 40 kHz. Die drei Eingänge K_1, K_2 und K_3 können zur Schaltung des Oszillators in seinen f_H-Zustand verwendet werden.

8.5.2
Typische Anwendungsbeispiele des SN 72595

Bild 8.37 zeigt zwei grundlegende Anwendungen für den SN 72595. Die Schaltung in *Bild 8.37a* stellt einen Taktgenerator, Takttreiber und eine U_{gg}-Versorgung für den dezimalen Arithmetik-Prozessor TMS 0117 dar, eine bekannte Anwendung in digitalen Systemen. Man sieht, daß die Tastatur-Eingänge mit U_{SS} verbunden sind

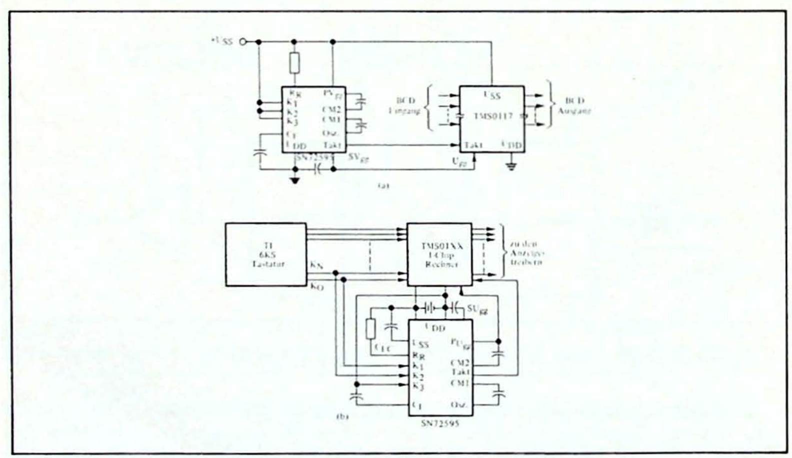


Bild 8.37
Typische Anwendungen des SN72595

und den Taktgenerator in seiner hochfrequenten Arbeitsweise festhalten. Es ist eine minimale Anzahl von externen Komponenten erforderlich. In *Bild 8.37b* wird der SN 72595 mit einer typischen Ein-Chip-Rechenschaltung verwendet. Man sieht in dieser Anwendung, daß mit der Tastatur die Frequenz des Taktgenerators gesteuert wird. Der SN 72595 ist eine sehr vielseitige Schaltung, er liefert nicht nur viele der in digitalen Systemen und Rechnerschaltungen erforderlichen Funktionen, sondern zeichnet sich durch kleine Anstiegs- und Abfallzeiten seiner Taktimpulse für eine exakte Steuerung aus. Die Anstiegs- und Abfallzeiten der Taktimpulse sind typisch 100 ns.

8.6 MOS-Treiber für VLEDs

Eine andere bekannte Anwendung von MOS-Interfaceschaltungen ist die Anpassung von MOS-Schaltungen an Anzeigen mit lichtemittierenden Dioden im sichtbaren Bereich (Visible-Light-Emitting Diode = VLED).Diese werden sehr häufig wegen ihres niedrigen Leistungsbedarfes und ihrer kompakten Abmessungen verwendet.

8.6.1 SN 75491 und SN 75492

Der SN 75491 und SN 75492 wurden für die Verwendung mit integrierten MOS-Schaltungen und LEDs mit gemeinsamer Kathode in mehrstelligen, seriell angesteuerten Anzeigen entwickelt. Dieses Zeitmultiplex-System, das ein Segment-Adreß- und Stellen-Abtastungs-Verfahren der VLED-Steuerung benützt, reduziert die Zahl der erforderlichen Treiber auf ein Minimum. *Bild 8.38* und *8.39* zeigen die Anschluß-

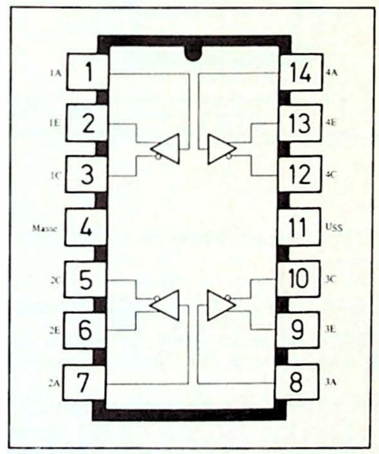


Bild 8.38
SN75491

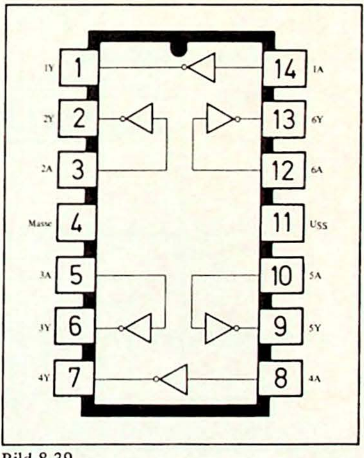


Bild 8.39
SN75492

belegung und das Funktionsschaltbild des SN 75491 bzw. SN 75492.

Der SN 75491 ist eine Vierfach-Schaltung mit 50-mA-Ausgangsstrom (source-or-sink), der allgemein als Segment-Treiber verwendet wird. Alle Eingänge sind kompatibel mit den niedrigen Steuerströmen der MOS-Ausgänge und jede Schaltung arbeitet als hochverstärkender Darlington-Treiber. Der SN 75492 ist ein Sechsfach-Treiber mit einem Ausgangsstrom (sink) von 250 mA und wird allgemein als Digit-Treiber verwendet.

8.6.2
Anwendungen des SN 75491 und SN 75492

Bild 8.40 zeigt ein Beispiel eines Zeitmultiplexers für die einzelnen Stellen einer mehrstelligen Anzeige, um die erforderlichen Steuerschaltung möglichst einfach zu gestalten. Bis 12 Stellen, von denen jede eine Sieben-Segment-Anzeige und einen Dezimalpunkt enthält, können mit nur zwei SN 75491 und zwei SN 75492 betrieben werden.

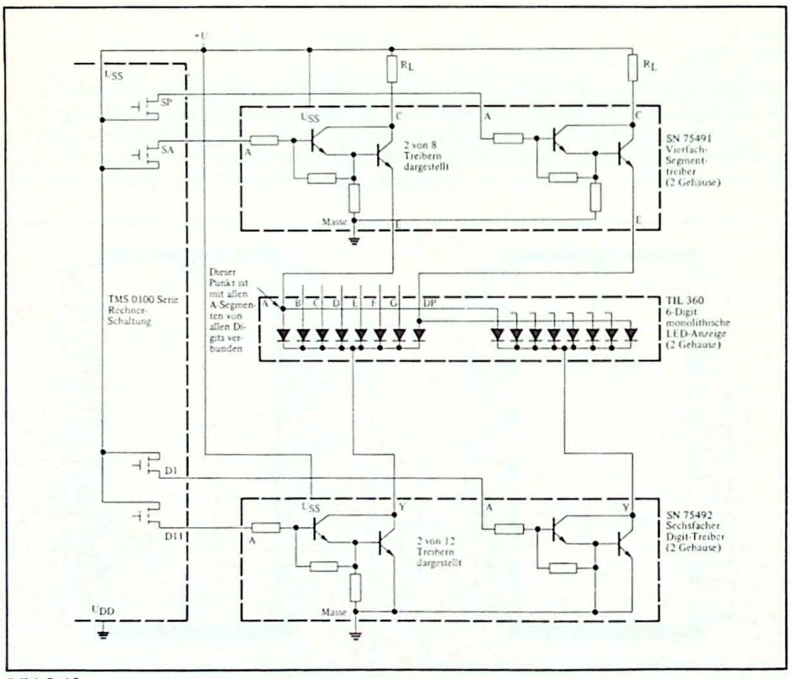


Bild 8.40
Übergangsschaltung zwischen MOS-Rechner-Chip und mehrstelliger LED-Anzeige

8.6.3
SN 75493A und SN 75494

Der SN 75493A und SN 75494 (*Bild 8.41*) ähneln dem SN 75491 und SN 75492, haben jedoch mehrere Vorteile. Sowohl der SN 75493A wie der SN 75494 können mit niederen Spannungen arbeiten, wodurch der Leistungsbedarf verringert wird. Der SN 75493A ist so ausgelegt, daß er einen relativ konstanten Strom durch einen externen Widerstand liefert, unabhängig von Änderungen der Betriebsspannung. Beide Schaltungen haben Austast-Anschlüsse, mit denen ein niederer Ruhestromverbrauch erzielt werden kann.

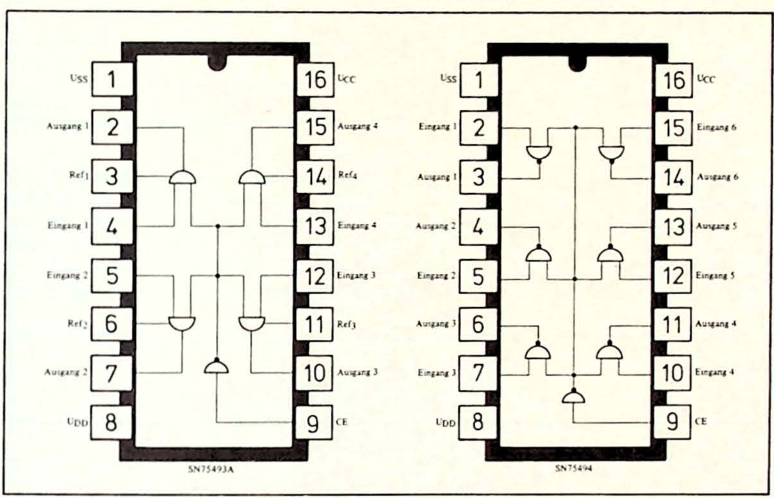


Bild 8.41
Funktions-Schaltbilder und Anschlußbelegung: SN75493A und SN75494

8.7
Zusätzliche Anwendungen für MOS-Interface-Schaltungen

8.7.1
Anwendungen der SN 75361A-Serie

Die integrierten Schaltungen der SN 75361A-Serie können, außer als Speichertreiber in vielen verschiedenen Anwendungen eingesetzt werden.

TTL-Sammelleitungs-Treiber (bus-driver)

Der SN 75361A, 362, 363, 365 und 367 können als BUS-Treiber mit hohem TTL-Fanout verwendet werden, indem man die Anschlüsse U_{CC1} und U_{CC2} an +5 V legt, wie in *Bild 8.42* gezeigt wird.

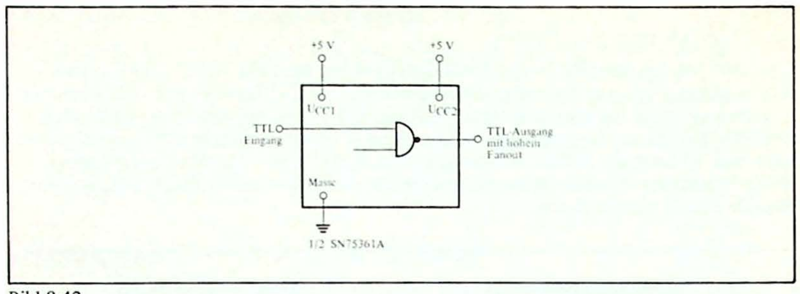


Bild 8.42
Treiber für TTL-Sammelleitung

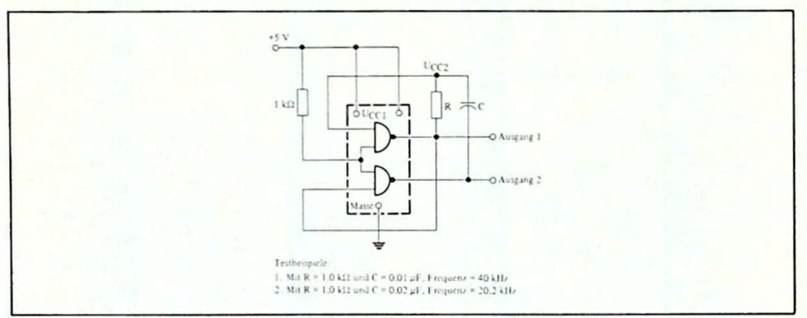


Bild 8.43
Oszillator mit SN75361A

Oszillator

In diesem Beispiel (*Bild 8.43*) wird der SN 75361A als Oszillator verwendet. Beim Einschalten wirkt der Kondensator zunächst wie ein Kurzschluß, wodurch der Ausgang 1 high und der Ausgang 2 low geht. Die Spannung am Eingang 1 steigt mit der Aufladung von C über den Widerstand R. Wenn die TTL-Schwelispannung erreicht wird, läßt die Rückkopplung über Kanal 2 die Schaltung in die entgegengesetzte Lage kippen. Die resultierende Frequenz ist etwa $f = 0{,}4/RC$.

Übertragung auf einer symmetrischen Leitung

Die hohe Schaltgeschwindigkeit und Ausgangsleistung des SN 75361A (*Bild 8.44*) gestattet das Steuern von relativ langen niederohmigen Leitungen bei sehr hohen Frequenzen.
Um die Vorteile der Unterdrückung der Gleichtaktsignale des Leitungsempfängers zu nützen, werden beide Treiber des Gehäuses verwendet um eine symmetrische Leitung anzusteuern, Eingangs-Puffergatter SN 7404 und SN 7408 treiben die zwei SN 75361A Schaltungsteile gegenphasig, wodurch eine symmetrische Ansteuerung der Leitung entsteht.

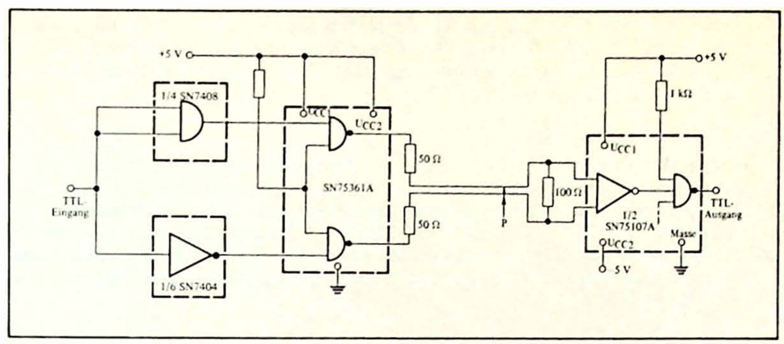
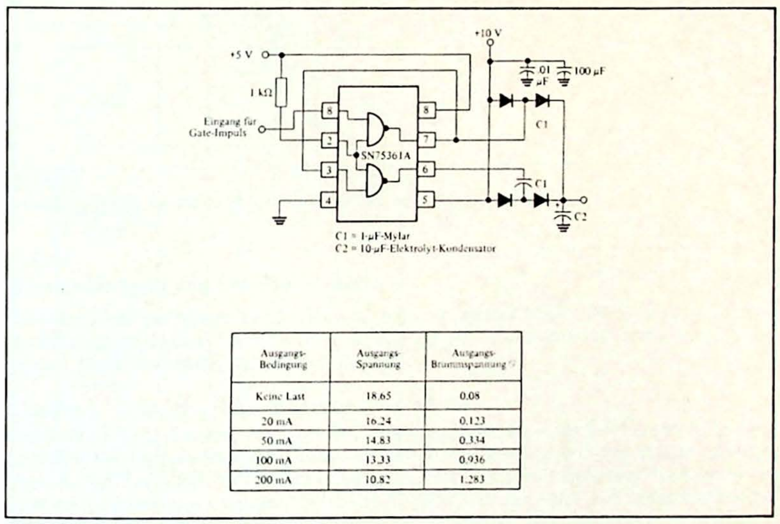


Bild 8.44
Übertragungs-Schaltung für symmetrische Leitung

Die Ausgangsimpedanz des SN 75361A ist niedrig, so daß zur richtigen Anpassung der Leitung bei hohen Frequenzen Serienwiderstände verwendet werden. Diese Anpassung vermindert Reflexionen auf ein Minimum und gestattet ein Arbeiten mit maximaler Frequenz.
In dieser Anwendung ist die Leitungsimpedanz 100 Ω. Die beiden Anpaßwiderstände am Ausgang des SN 75361A entsprechen $Z_L/2$ bzw. je 50 Ω, während der Abschluß-



Ausgangs-Bedingung	Ausgangs-Spannung	Ausgangs-Brummspannung
Keine Last	18,65	0.08
20 mA	16,24	0,123
50 mA	14,83	0,334
100 mA	13,33	0,936
200 mA	10.82	1,283

Bild 8.45
Gleichspannungswandler mit niedriger Brummspannung

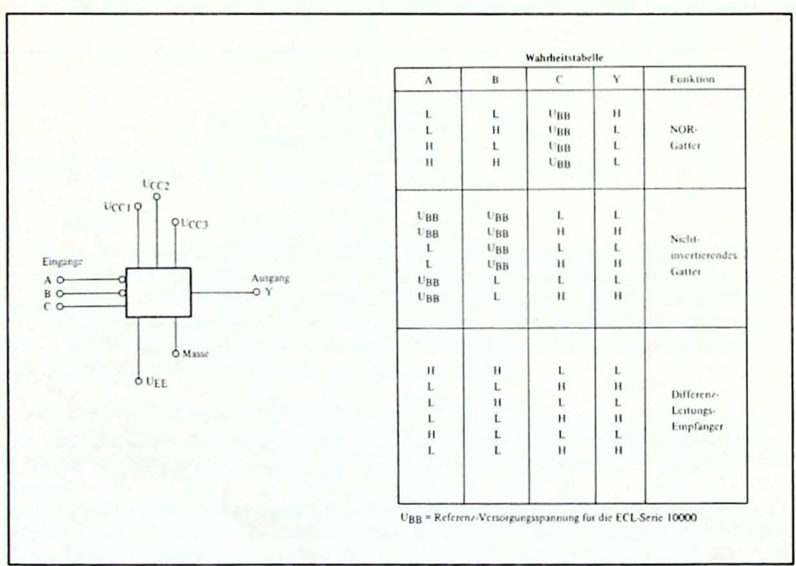
widerstand am Empfängereingang gleich Z_L (100 Ω) ist. Mit einer guten Bauteileanordnung, geeigneter Abblockung der Betriebsspannungen und einer guten gleichförmigen Leitung kann man mit Übertragungsgeschwindigkeiten für Daten bis 20 MHz bei Leitungslängen bis 30 m arbeiten.

Gleichspannungswandler

Bei einigen Anwendungen ist es erwünscht, die Anzahl der Batterien oder anderer Gleichspannungsquellen zu begrenzen. Daher ist es manchmal erforderlich, eine zusätzliche Betriebsspannung innerhalb des Systems mit einem Gleichspannungswandler zu erzeugen (*Bild 8.45*). Der SN 75361A kann als Spannungsverdoppler geschaltet und ein Torimpuls zum Schalten verwendet werden. Das Ergebnis ist eine relativ saubere Betriebsspannung, die 60 bis 80 % über der Versorgungsspannung liegt und etwa 200 mA Strom liefert.

8.7.2
Anwendungen des SN 75368

Zusätzlich zur Anwendung als Umsetzer ECL auf MOS und ECL auf TTL, kann der SN 75368 durch seine hervorragenden Eigenschaften als NOR-Gatter, nichtinvertierendes Gatter oder als Differenz-ECL-Leitungsempfänger arbeiten. Die Wahrheitstabellen für diese Funktionen sind in *Bild 8.46* dargestellt.



Wahrheitstabelle

A	B	C	Y	Funktion
L	L	U_{BB}	H	NOR-Gatter
L	H	U_{BB}	L	
H	L	U_{BB}	L	
H	H	U_{BB}	L	
U_{BB}	U_{BB}	L	L	Nicht-invertierendes Gatter
U_{BB}	U_{BB}	H	H	
L	U_{BB}	L	L	
L	U_{BB}	H	H	
U_{BB}	L	L	L	
U_{BB}	L	H	H	
H	H	L	L	Differenz-Leitungs-Empfänger
L	L	H	H	
L	H	L	L	
L	L	H	H	
H	L	L	L	
L	L	H	H	

U_{BB} = Referenz-Versorgungsspannung für die ECL-Serie 10000

Bild 8.46
Funktionen des SN75368

8.7.3
Der SN 75270 für die Anpassung von optischen Schaltungen an TTL

Die Empfindlichkeit des SN 75270 ermöglicht, ihn für zahlreiche andere Interface-Anwendungen einzusetzen. Ein gutes Beispiel zeigt *Bild 8.47*, das die Anpassung eines optischen Kartenlesers an eine TTL-Schaltung zeigt. Die hohe Empfindlichkeit bei sehr niedrigen Lichtintensitäten ergibt sich durch die Verbindung eines Fototransistors LS 400 mit den empfindlichen Eingängen des SN 75270. Zeitschaltungen, Positionsanzeigen, Kartenleser und zahlreiche andere Anwendungen können mit dieser grundlegenden Interface-Schaltung realisiert werden.

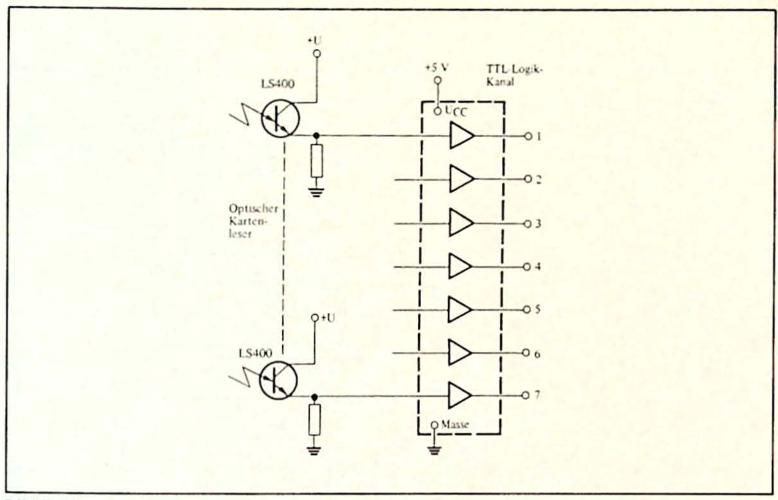


Bild 8.47
Anpaßschaltung zwischen optischen Sensoren und TTL mit SN75270

8.7.4
Anwendungen der SN 75491-Serie

Da jedes Gehäuse dieser VLED-Treiber mehrere hochverstärkende Darlington-Transistorkombinationen enthält, lassen sie sich für zahlreiche andere Anwendungen einsetzen. Es folgen einige typische Beispiele:

Vierfach- oder Sechsfach-Treiber für Relais

Jeder der VLED-Treiber kann zur Steuerung eines Relais verwendet werden. In der in *Bild 8.48* dargestellten Schaltung werden die beiden Kollektoranschlüsse gemeinsam an den Fußpunkt des Relais gelegt. Bei dieser Anwendung liefert die Kombination von niedrigen Ausgangsströmen der MOS-Schaltungen mit den hochverstärkenden Darlington-Anordnungen gute Treiberschaltungen für die Steuerung von Relais und anderen elektromechanischen Bauteilen.

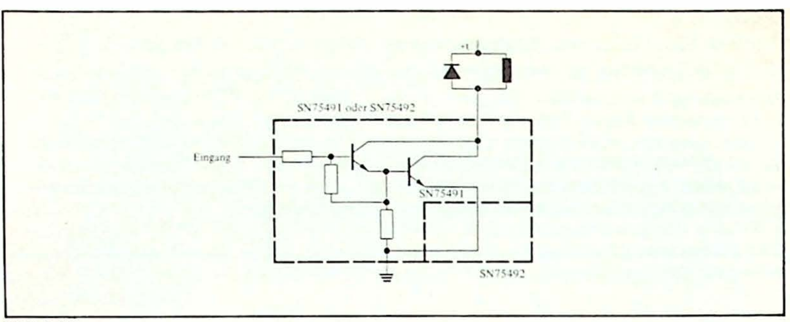


Bild 8.48
Vierfacher oder sechsfacher Relaistreiber

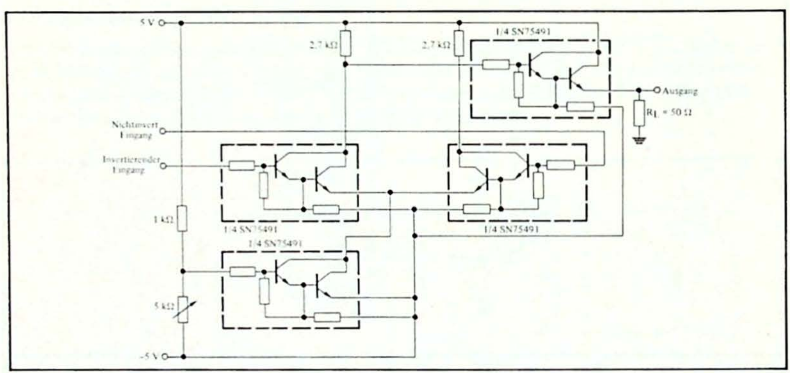


Bild 8.49
SN 75491 als Anpaßschaltung zwischen dem symmetrischen Ausgang eines HF-Verstärkers und einem Koaxialkabel

10-MHz-Hochfrequenzverstärker und Treiber für Koaxkabel

Ein grundlegendes Problem der meisten Breitbandverstärker für hohe Frequenzen ist ihre schlechte Arbeitsweise an niederohmigen Lasten. In dieser Anwendung (*Bild 8.49*) dient der SN 75491 zur Anpassung einer hochohmigen HF-Schaltung an eine unsymmetrische niederohmige Last wie etwa ein Koaxkabel.

Zunächst wird ein Schaltungsteil als Stromgenerator für die Eingangsverstärker geschaltet. Der einstellbare Widerstand mit 5000 Ω dient zur Justierung des Arbeitsstromes für ordnungsgemäße Verstärkung und Linearität. Zwei andere Schaltungsteile werden als Differenzeingangs-Verstärker geschaltet. Diese stellen eine gute Eingangsanpassung mit dem Ausgang eines typischen Videoverstärkers wie dem SN 7510 her. Der Ausgang dieses Verstärkerpaares steuert den vierten Schaltungsteil des SN 75491, der als Emitterfolger geschaltet ist.

Mit dieser Schaltungsanordnung erhält man noch etwa 26-dB-Verstärkung und die Leistungsfähigkeit der Ausgangsstufe gestattet die Steuerung niederohmiger Lasten, beispielsweise eines 50-Ω-Koaxkabels. Es werden nur sehr wenige externe Komponenten benötigt. Das Ergebnis ist ein preiswerter HF-Verstärker mit linearer Steuermöglichkeit niederohmiger Kabel.

Spannungsregler

In dieser Anwendung (*Bild 8.50*) wird wieder die grundlegende Verstärkeranordnung benützt. Abschnitt 1 des SN 75491 wird als Stromgenerator für den Komperator benützt, der aus den Abschnitten 2 und 3 besteht. Eine Referenzspannung wird durch das Widerstands-Teilernetzwerk und die Zenerdiode erzeugt und einem Eingang des Komperators (Abschnitt 2) zugeführt. Die Ausgangsspannung wird mit Abschnitt 3 abgefühlt. Jede auftretende Fehlerspannung wird dem Eingang von Abschnitt 4 zugeführt, der als Serienregler für die Ausgangsspannung dient. Mit der Einstellung des Reglers für U_A auf eine Ausgangsspannung von 5 V, regelt diese Schaltung die Ausgangsspannung innerhalb ± 1% bei einer Belastung von 0 bis 50 mA. Die meisten SN 75491 erfüllen die Anforderungen in dieser Schaltung, obwohl sie außerhalb ihrer garantierten Grenzen arbeiten.

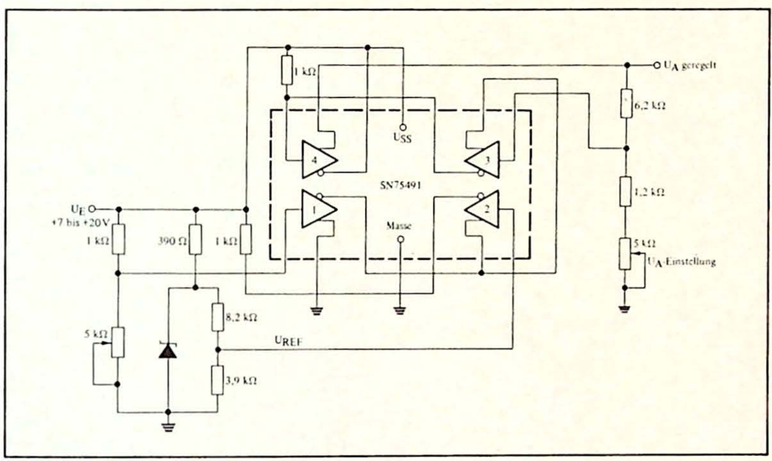


Bild 8.50
SN 75491 als Spannungsregler



Schaltungen für Kernspeicher



Schaltungen für Kernspeicher

9.1
Eigenschaften von Kernspeichern

Der Bedarf an schnellen, elektronisch steuerbaren Speichern führte zur Entwicklung von kleinen Ferrit-Ringen oder -Kernen. Diese Kerne ermöglichen die Konstruktion von schnellen und preiswerten Speichersystemen von kleinen 1000-Bit-Zwischenspeichern bis zu Großspeichern mit einer Kapazität von einer Milliarde (10^9) Bit.

Um die Parameter der verwendeten integrierten Schaltungen leichter verstehen zu können, muß man zuerst mit den Eigenschaften der Kerne und den Definitionen der verwendeten Ausdrücke für die Steuerimpuls-Logik vertraut werden. Die folgenden Definitionen und Ausdrücke werden in der Besprechung der Kerntreiber und Leseverstärker verwendet.

I_W Schreibstrom (write current): Ein Stromimpuls in positiver oder negativer Richtung, ausreichend um einen Kern vollständig umzuschalten.

I_{pw} Teilschreibstrom (partial write current): Ein Stromimpuls, dessen Größe nicht ausreicht, um eine Ummagnetisierung zu bewirken (normal $I_W/2$, daher auch meist als Halbstrom bezeichnet).

I_r Lesestrom (read current): Ein Impuls in negativer Richtung, ausreichend für die Ummagnetisierung eines Kerns von "1" in den "0"-Zustand.

I_{pr} Teillesestrom (partial read current): Ein Impuls in negativer Richtung, dessen Größe für eine Ummagnetisierung nicht ausreicht (normal $I_r/2$).

I_i Blockierstrom oder Inhibit-Strom (inhibit current): Ein Stromimpuls, der I_W entgegengesetzt ist und genügend groß ist, um eine Ummagnetisierung zu verhindern (normal $I_W/2$).

I_x X-Strom: Der Strom in einer X-Leitung (normal I_{pr} oder I_{pw})

I_y Y-Strom: Der Strom in einer Y-Leitung (normal I_{pr} oder I_{pw})

I_z Z-Strom (Bit-Strom): Der Stromimpuls in der Z-Achse einer Kernspeichermatrix. Diese Leitung wird auch Bit-Draht oder Inhibit-Draht bzw. Leitung genannt. Der Strom ist normalerweise I_i.

Da ein Kern nur ein einziges Bit einer Information speichern kann, benötigt ein typisches Speichersystem eine große Anzahl von Kernen, wobei jeder Kern ein einzelnes Bit oder Binärzahl (binary digit), d.h. den Teil eines Wortes speichert. Ein typischer Speicher benötigt dann WxL Kerne, wobei W die Anzahl der Worte und L die Zahl der Bit pro Wort bedeutet. Die meisten Speicher benützen eine Koinzidenzstrom-Matrix (coincident current matrix = CCM) für die Kernsteuerung.

Bild 9.1 zeigt zwei Arten der Verdrahtung von Speicherkernen. In diesen Beispielen

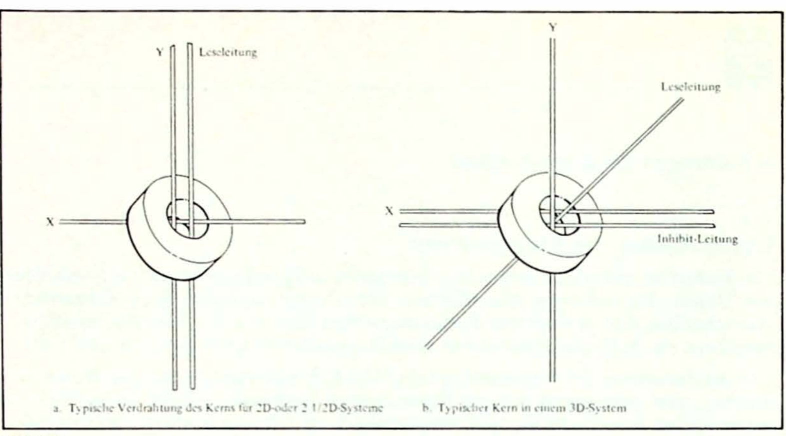


Bild 9.1
Verdrahtungsschema von Speicherkernen

fließen ein X-Strom und ein Y-Strom in derselben Richtung durch den Kern, sie ergeben zusammen einen vollen Pegel für I_W und steuern damit diesen speziellen Kern.

Die beiden stabilen Zustände in der Magnetisierungskurve des Kerns werden zur Speicherung der binären Information verwendet (siehe *Bild 9.2*). Infolge des sehr steilen Anstieges in der B-H-Kurve bewirkt eine sehr kleine Änderung der magnetischen Feldstärke H eine große Änderung der Induktion B. Wenn ein ausreichender Strom durch den in den Kern eingefädelten Draht fließt, wird der Kern in der Richtung magnetisiert, die durch die Stromrichtung bestimmt wird.

Das Auslesen der gespeicherten Information, wodurch diese jedoch zerstört wird, erfolgt durch das zwangsweise Ummagnetisieren des Kerns in den 0-Zustand. Falls sich der Kern im Zustand 1 befindet, wird die Induktion umgepolt. Diese Induktionsänderung kann als Spannungsimpuls an den Anschlüssen der Leseleitung ausgelesen werden. Befindet sich der Kern im Zustand 0, tritt keine Umpolung der Magnetisierung auf und es entsteht nur ein kleiner Impuls auf der Leseleitung infolge des flachen Anstieges der Hysteresiskurve in der Nähe des 0-Zustandes. Die Spannungsamplitude eines vom 1-Zustand umgeschalteten Kernes ist zwar größer als vom 0-Zustand, das Verhältnis kann jedoch nur 2:1 oder 3:1 betragen.

Wie in *Bild 9.2* gezeigt wird, kann der Wert des Auswahlstromes I_S (select current, Schreib- oder Lesestrom) in einer Weise ausgewählt werden, daß er immer zu einer vollständigen Ummagnetisierung führt, während $I_S/2$ in keinem Fall hierzu ausreicht. Es können daher zwei Drähte verwendet werden, um den Kern mit dem entsprechenden Strom zu versorgen. Zwei gleichzeitig eintreffende oder koinzidente Ströme in einem Kern können daher eine Ummagnetisierung bewirken. Diese Ströme müssen jedoch sehr genau kontrolliert werden und die Hysteresiskurven der Speicherkerne sehr gleichmäßig sein.

Die Zuführung eines Halbstromes zu einem Kern bringt nur eine geringfügige Ände-

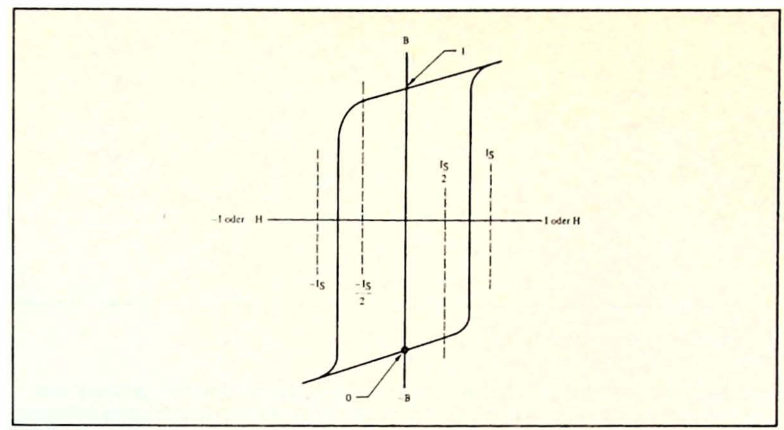


Bild 9.2
Magnetisierungskurve eines Speicherkerns

rung auf der Hysteresiskurve und reduziert dabei etwas die remanente (zurückbleibende) Induktion (Remanenz). Dies verringert die verfügbare Ausgangsspannung beim Umschalten des Kerns, wodurch auch das Verhältnis der Amplituden der Zustände 1 und 0 verkleinert wird. Für praktische Anwendungen muß die Remanenz auf einem ausreichend hohen Wert verbleiben.
Die Speicherkerne werden gewöhnlich in einer Matrix angeordnet (*Bild 9.3*). Die Halbströme werden den X- und Y-Adressleitungen zugeführt. Jeder einzelne Kern wird mit den Halbströmen seiner Adressleitungen angewählt. Da die anderen Kerne auf der Adressleitung nur einen unzureichenden Strom für die Umschaltung erhalten, resultiert die größte Induktionsänderung von dem umgeschalteten Kern. Da nur ein Kern zu einer bestimmten Zeit ausgewählt wird, genügt eine einzige Leseleitung für die gesamte Speichermatrix.
Während *Bild 9.3* nur 25 Kerne einer 5x5 Matrix zeigt, bestehen praktische Speicher meist aus mehreren tausend Kernen. Eine 64x64-Anordnung aus Kernen mit 0,8-mm-Durchmesser stellt eine verbreitete Ausführung dar. In einer Anordnung dieser Größe würde die Induktionsänderung der mit Halbstrom angesteuerten Kerne insgesamt einen Ausgangsimpuls ergeben, dessen Amplitude um ein Mehrfaches größer als der "1"-Ausgang des geschalteten Kernes ist. Daher wird die Leseleitung durch benachbarte Kerne in entgegengesetzter Richtung geführt, um diese untergeordneten Induktionsänderungen aufzuheben.
Dies bringt ein zusätzliches Problem. Infolge der Anordung der Leseleitung sind die Ausgangsspannungen von benachbarten Kernen von entgegengesetzter Polarität. Der Leseverstärker muß daher die Amplituden der "1"- und "0"-Impulse sowohl mit positiven wie mit negativen Polaritäten auswerten.

Das größte Problem in der Entwicklung stellt das Auftreten von Rauschspannungen dar, die durch die hohen Steuerströme für die Umschaltung der Kerne entstehen. Das Rauschen erscheint auf der Leseleitung infolge der magnetischen und kapaziti-

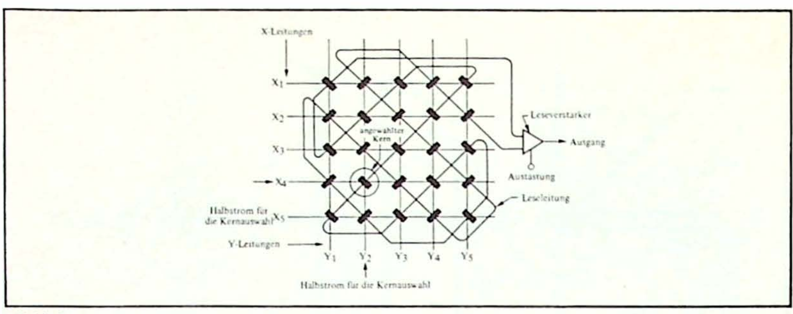


Bild 9.3
Koinzidenzstrom-Kernmatrix

ven Kopplung und durch die Menge und Anordnung der im Speicher geschalteten Informationen. Während eine vollständige Aufhebung des Rauschens grundsätzlich unmöglich ist, kann durch eine sorgfältig angeordnete Leseleitung die Rauschspannung auf beiden Anschlüssen gleich groß auftreten, so daß das Rauschen als Gleichtaktsignal zum Leseverstärker gelangt. Ein Verstärker mit einer hohen Gleichtaktunterdrückung kann daher die kleinen Differenzsignale von den geschalteten Kernen auch bei Anwesenheit großer Gleichtaktsignale auswerten.

Der Leseverstärker besitzt einen Austast- (strobe) Eingang (siehe *Bild 9.3*). Der Austastimpuls schaltet den Leseverstärker ein oder aus, wodurch eine Auswertung nur während der Signalzeiten erfolgt. Die größten Rauschspannungen erscheinen gewöhnlich nur zu Zeiten, bei denen keine Signalauswertung erfolgt.

Bild 9.4 zeigt die Art der Ausgangssignale der Leseleitungen für verschiedene Eingangsbedingungen der X- und Y-Leitung. Ein Leseverstärker an der Leseleitung wur-

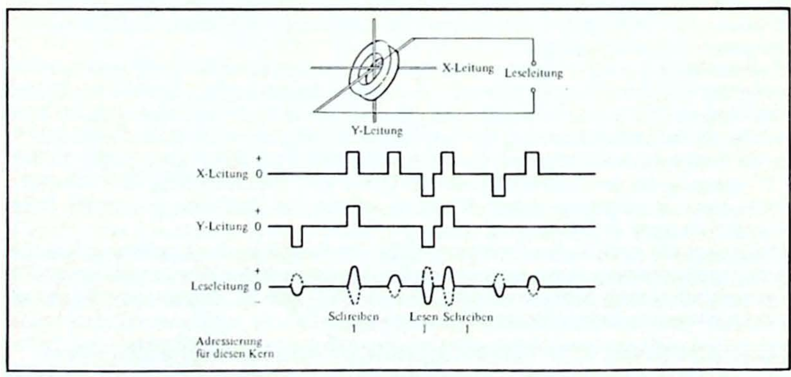


Bild 9.4
Eigenschaften der X-Leitung, Y-Leitung und Leseleitung

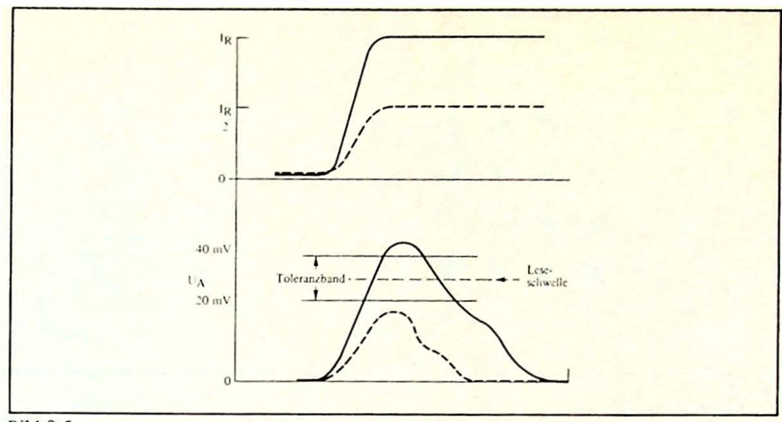


Bild 9.5
Typische Spannungsformen des Lesesignals

de während des Schreibvorganges ausgetastet.
Bild 9.5 zeigt typische Ausgangsspannungsformen an der Leseleitung, die von den $I_r/2$- und I_r-Strömen herrühren. Die Leseverstärker haben einen Referenzpegel oder Schwelle, der einen bestimmten Wert mit einer gewissen Toleranzbreite besitzt. Der gesamte Betrag der möglichen Abweichungen oder Fehler bildet das gezeigte Toleranzband. Aus diesen Kurven ist ersichtlich, daß ein geeigneter Leseverstärker für diese Anwendung eine Schwellspannung von etwa 30 mV und ein schmales Toleranzband benötigen würde.
Drei grundlegende Typen von Speichersystemen werden normalerweise verwendet: Das zweidimensionale (2D) System, das dreidimensionale (3D) System und das 2 1/2 dimensionale (2 1/2D) System. Die Verdrahtung ist in *Bild 9.6, 9.7* und *9.8*

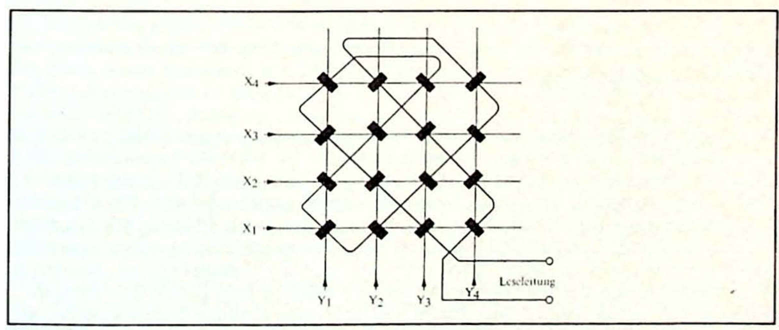


Bild 9.6
2D-Verdrahtungs-Schema

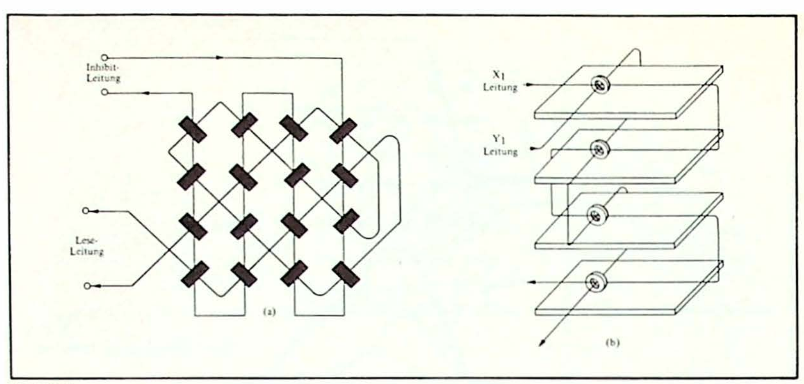


Bild 9.7
3D Verdrahtungs-Schema

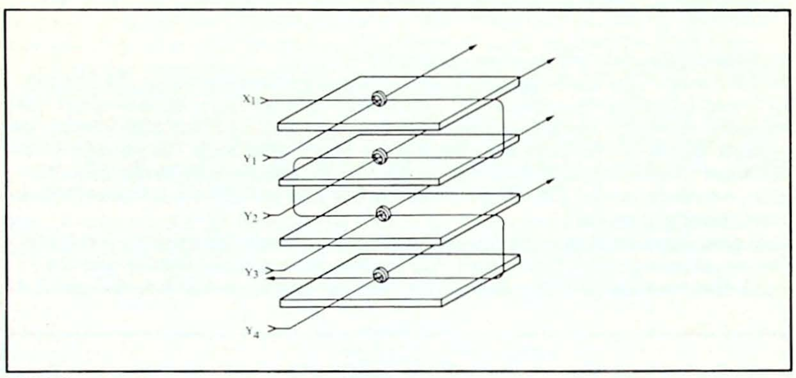


Bild 9.8
2 1/2D Verdrahtungs-Schema

dargestellt. Das 2D-System, obwohl es sehr leicht zu verdrahten ist, wird nur in Zwischenspeichern mit einer Ebene und einer Kapazität bis 1000 Bit angewendet. Jede Ebene in einem 3D-System hat eine Leseleitung und eine Inhibit-Leitung, wie in *Bild 9.7a* gezeigt wird. Die Inhibit-Leitungen werden angebracht, um den Y-Leitungen entgegenzuwirken. X- und Y-Leitungen führen durch alle Ebenen, wie aus *Bild 9.7b* zu ersehen ist. Das 2 1/2D-System ist ein Kompromiß zwischen dem komplexen 3D-System und dem einfachen 2D-System. Wie in *Bild 9.8* dargestellt ist, werden die X-Leitungen durch alle Speicherebenen geführt, während jede Ebene ihre eigenen Y-Leitungen besitzt. Durch diese Anordnung kann eine einzelne Leseleitung für mehrere Ebenen verwendet werden. Eine Inhibit-Leitung oder Inhibit-Steuerung ist nicht erforderlich.

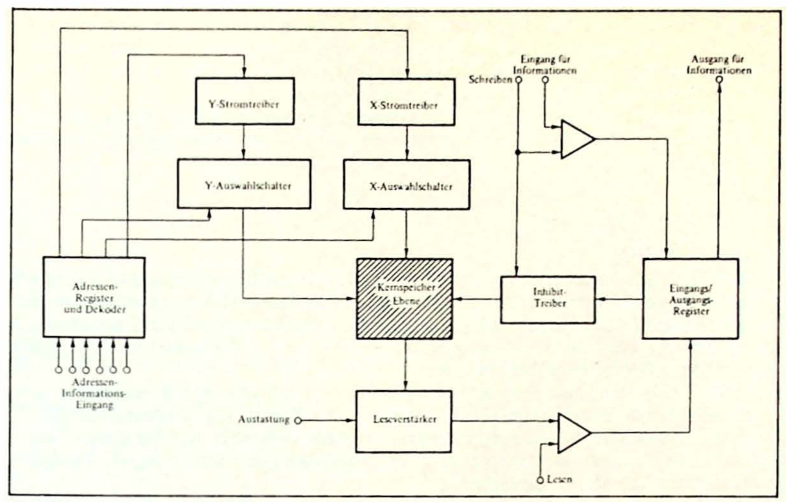


Bild 9.9
Blockschaltbild eines Koinzidenzstrom-Matrix-Systems (CCM-System)

Bild 9.9 ist ein Blockdiagramm eines typischen Koinzidenzstrom-Matrix-Systems. Es zeigt, wie die Eingänge, Ausgänge und Steuerschaltungen einander zugeordnet sind.

9.2 Treiber für Kernspeicher

9.2.1 Anforderungen an die Treiber

In CCM-Systemen ist eine Auswahl-Matrix für die Steuerung der Ströme in den Kernen erforderlich, so daß ein bestimmter Kern aus der großen Matrix ausgesucht werden kann. Kombinationen aus diskreten Transistor-Wandlern, die früher als Treiber in der Leitungsauswahl verwendet wurden, erweisen sich als kostspielig und benötigen sehr viel Platz. Beide Probleme wurden durch integrierte Schaltungen gelöst, die die Steuerlogik für die direkte Steuerung von Dioden-Matrizen und für die Kerne enthält.
Die Anforderungen an Kerntreiber hängen sehr von der gewünschten Geschwindigkeit und der Speichergröße ab. Die Schaltströme reichen von insgesamt 200 mA für langsame und große Speicher, bis 1,2 A für schnelle, jedoch kleine Speicher. Für Koinzidenzstrom-Systeme reichen die Pegel der Halbströme von 100 bis 600 mA.

Kerntreiber müssen niedrige Sättigungsspannungen besitzen. Die Treiberausgänge müssen Sättigungspegel unter 1 Volt bei Nennstrom haben, um die Verlustleistung des Gehäuses gering zu halten und eine ausreichende Schaltleistung für die Last zu sichern.

Wenn der Treiber abgeschaltet ist, kann die auftretende Selbstinduktionsspannung

beträchtlich sein. Die Durchbruchspannung des Treiberausganges oder eine Begrenzung muß daher ausreichend sein, um eine Beschädigung während des Ausschaltvorganges zu verhindern. Da die Adresslogik im allgemeinen TTL sein wird, ist es wünschenswert, daß die Treibereingänge TTL-kompatibel sind.
Obwohl die Kerne selbst gewöhnlich die Arbeitsgeschwindigkeit begrenzen, müssen die Treiber im 10-MHz-Bereich arbeiten können und eine minimale Signalverzögerung aufweisen.

9.2.2 Transistor-Array-Treiber

SN75303 Treiber

Schnelle, Nur-Lesespeicher (ROM = read only memory) in Computern und Rechnern, sowie die steigende Verwendung von Dünnfilm-, Dickfilm- und Kernspeichern in der 2D-oder linearen Anordnung bewirken ein weites Anwendungsfeld für Transistor-Arrays. *Bild 9.9* zeigt die Anordnung des SN 75303, ein 2 x 4-Transistor-Array, der für derartige Systeme entwickelt wurde.
Jeder SN 75303 stellt eine monolithische Anordnung von acht npn-Transistoren dar, die als Wortdraht-Treiber mit einem mittleren Strom dienen. Die Auswahl erfolgt durch die Aktivierung der Basis-Emitterstrecke. Diese vielseitige Art der Steuerung gestattet eine einfache Adressierung und die Verwendung der Schaltung als Treiber für viele Arten von Matrix-Systemen.
Vier Basiszuführungen und zwei Emitter-Leitungen, wie in *Bild 9.10* gezeigt wird, stellen die Eingänge dar. Die einzelnen Transistoren werden durch Anlegen geeigneter Eingangspegel an je einen Emitter und Basis gesteuert. Zum Beispiel wird durch das Schalten von E_1 an Masse und Zuführung einer positiven Vorspannung an B3 der Ausgang C3.1 aktiviert. Somit kann jeder der acht Ausgänge individuell gesteuert werden.

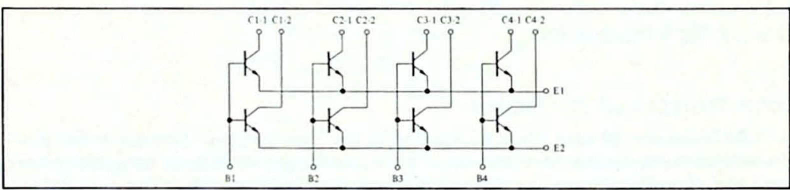


Bild 9.10
Transistor-Anordnung des SN 75303

Jeder Kollektor des Arrays führt einen Strom (sink current) aus der Leitung ab. Wird die Basis angesteuert, so schaltet der Transistor ein Ende der Wort- oder Bit-Leitung durch. Die Leistung wird der Leitung am anderen Ende zugeführt, wie in *Bild 9.11* gezeigt. Jeder Ausgang kann 150-mA-Strom von einer Spannungsquelle bis 25 V verarbeiten.

SN 75308 Treiber

Einige Dickfilm- und Dünnfilm-Speicher und die meisten Kernspeicher erfordern Leitungsströme in der Größenordnung von 500 mA. Der SN 75308, ein 2 x 4-Transistor-Array kann diese größeren Ströme verarbeiten und ist daher für viele Steuer- und

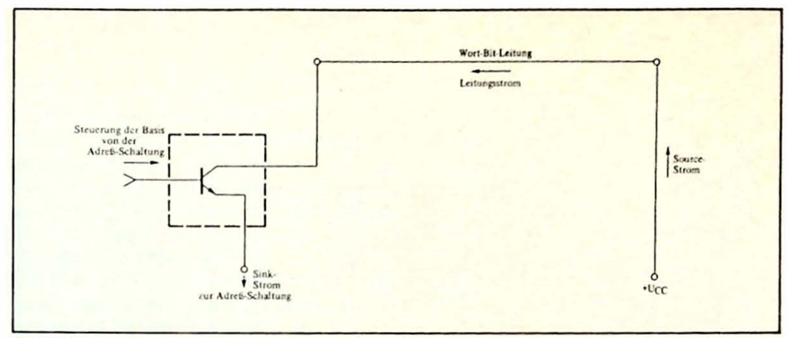


Bild 9.11
SN 75303 zur Aufnahme des (Sink-) Stromes aus einer angewählten (adressierten) Leitung

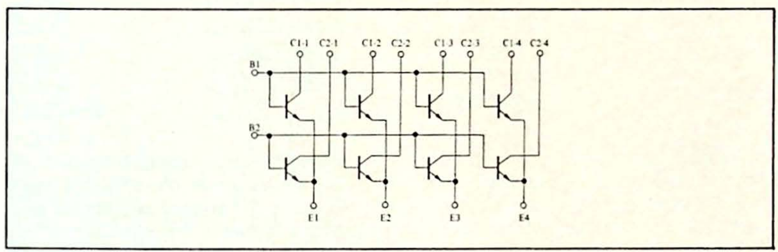


Bild 9.12
Transistor-Anordnung des SN 75308

Speicherschaltungen verwendbar. *Bild 9.12* zeigt die Anordnung der Transistoren.

Jeder SN 75308 stellt eine Anordnung von acht pnp-Transistoren dar, die Wort-Leitungen ohne die Hilfe eines Wandlers treiben zu können. Die Auswahl jedes der acht Transistoren erfolgt durch die Aktivierung der Basis-Emitterstrecke über die vier Emitter-Steuerleitungen und die zwei Basis-Leitungen, welche die erforderliche Matrix bilden.
Wie beim SN 75303 steuert die Zuführung geeigneter Gleichspannungspegel an eine einzelne Basis- und Emitterleitung den gewünschten Ausgang. Wenn E_2 an Masse oder einen niedrigen positiven Pegel und B_2 an eine positive Steuerspannung gelegt wird, so wird der Ausgang C2.2 aktiviert. Die Steuerung der Eingänge erfolgt durch die Adressschaltung.

Jeder Kollektor des Arrays kann den Strom aus einer Treiberleitung des Speichers aufnehmen und der einzige Schalter in der Leitung sein, wie in *Bild 9.13* dargestellt wird. Dies ist ein Beispiel für einen Nur-Lesespeicher (ROM), für den der SN 75308 außerordentlich nützlich ist. Es kann an einer Spannung bis 25 V gearbeitet werden. *Bild 9.14* zeigt die Anschlußbelegung. Die Schaltung ist in einem 16-poligen Dual-in-Line-Gehäuse aus Plastik oder Keramik erhältlich.

SN75308
Treiber

Wort-Ausgänge

+U

1 2 3 4

zu den
Emittern
der Treiber
der Adreß-
Schaltung

zu den Basen
der Treiber der
Adreß-Schaltung

Bild 9.13
Nur-Lesespeicher (ROM)

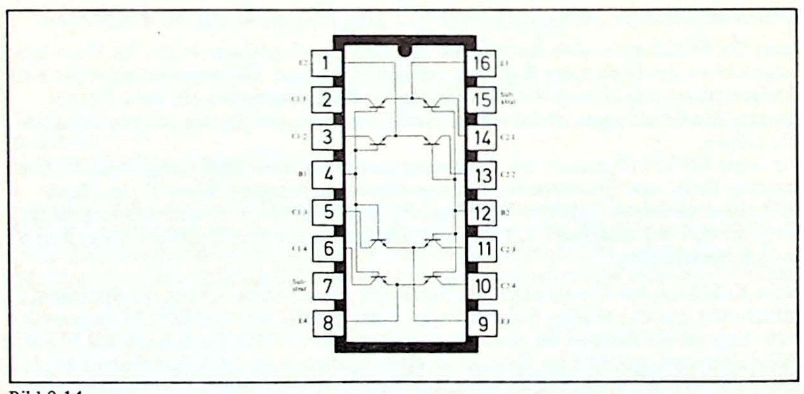


Bild 9.14
SN 75308 Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung

9.2.3
Integrierte Treiber

SN 75324 Zweifach-Treiber mit Dekodier-Eingängen und je zwei Sink- und Source-Ausgängen

Der SN 75324 wurde speziell entwickelt, um Treiber mit diskreten Transistoren und Wandlern für magnetische Speicher zu ersetzen. Diese vielseitige und leicht anwendbare Schaltung besteht aus vier schnellen Schaltern mit hohen Strömen, die durch eine interne mit TTL und anderen Systemen kompatible Logik gesteuert werden. *Bild 9.15* zeigt das Funktionsschaltbild und die Anschlußbelegung des 14poligen Dual-in-Line-Plastikgehäuses.

Der SN 75324 ist besonders unempfindlich gegen Rauschstörungen, da die Eingangs-Logikpegel etwas höher als die Pegel der Standard TTL -Serie 54/74 sind, wie nachstehender Vergleich zeigt:

	54/74 TTL	SN 75324
$U_{A(0)}$	0,4 V max.	–
$U_{A(1)}$	2,4 V min.	–
$U_{E(0)}$	0,8 V max.	1,0 V max.
$U_{E(1)}$	2,0 V min.	3,5 V min.
$U_{Schwelle}$	1,4 V typ.	2,3 V typ.

Der höhere 0-Eingangspegel $U_{E(0)}$ des SN 75324 sichert einen Störspannungsabstand von 600 mV, wenn er von einer 54/74 TTL-Schaltung gesteuert wird. Die höhere Eingangsspannung $U_{E(1)}$ des SN 75324 (3,5 V) führt zu einigen kleineren Schwierigkeiten bei Verwendung der 54/74 TTL-Serie. Der minimale garantierte Pegel für log. "1" von 2,4 V der 54/74 TTL-Schaltungen liegt gegenüber dem geforderten Minimalpegel von 3,5 V am Eingang des SN 75324 zu niedrig. Dieses Problem

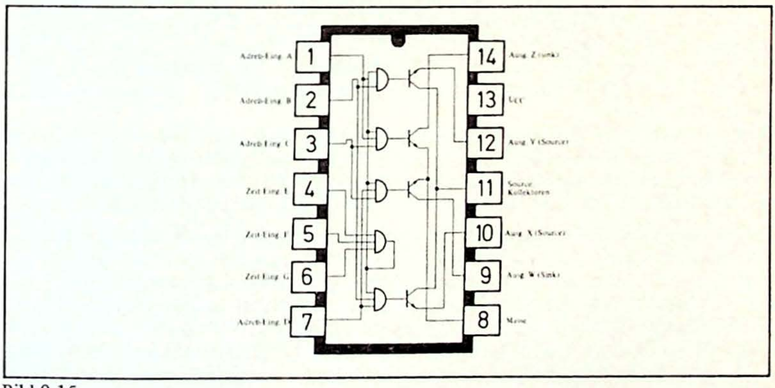


Bild 9.15
SN 75324 Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung

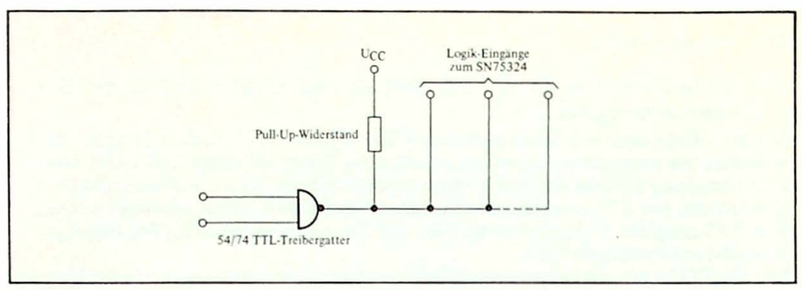


Bild 9.16
Eingang zum SN 75324 von 54/74 TTL-Schaltungen mit einem Pull-Up-Widerstand

kann sehr einfach durch Verwendung eines Widerstandes zwischen Gatterausgang und $+U_{CC}$ (pull-up resistor), wie in *Bild 9.16* gezeigt wird, gelöst werden.

Infolge der hohen Eingangsströme des SN 75324 bei log. "0" (12 mA für die timing-Eingänge, 6 mA für die Adress-Eingänge) kann es empfehlenswert sein, die Eingänge über 54/74 TTL-Puffergatter (SN 7440 oder SN 74H40) zu betreiben, um eine ausreichende Stromaufnahme zu sichern. Jeder Ausgang des Puffergatters SN 7440 hat eine maximale Ausgangsspannung $U_{A(0)}$ von 0,4 V bei einer Stromaufnahme von 48 mA. Falls ein höherer Strom erforderlich sein sollte, können die Ein- und Ausgänge beider Gatter im Gehäuse des SN 7440 oder SN 74H40 für einen Gesamtstrom von 96 bzw. 120 mA parallel geschaltet werden. (Diese Parallelschaltung bringt außer in den Schalteigenschaften keine wesentlichen Nachteile, die Ausgänge dieser Gatter sollten jedoch nur dann parallel geschaltet werden, wenn dies auch für die Eingänge geschieht. Andernfalls kann eines oder beide Gatter durch die Anordnung mit dem aktiven Pull-Up- oder Totem-pole-Ausgang beschädigt werden.)

Eine große Zahl von Eingängen des SN 75324 kann auch vom Ausgang jedes der verschiedenen 54/74 TTL-Dekoder/Treiber gesteuert werden. Zum Beispiel kann der Ausgang des BCD-Dezimal-Dekoder/Treiber SN 7445 80 mA bei $U_{A(0)} = 0{,}9$ V oder 20 mA bei $U_{A(0)} = 0{,}4$ V aufnehmen. Da die maximale Eingangsspannung $U_{E(0)}$ des SN 75324 1,0 V beträgt, kann der SN 7445 den SN 75324 mit einem Pull-Up-Widerstand treiben.
Wenn ein derartiger Widerstand am Ausgang des Treibergatters verwendet wird, muß sein Wert so gewählt werden, daß sich die richtigen Logikpegel ergeben. Der Widerstand für den ungünstigsten Betriebsfall (worst case) kann leicht berechnet werden, wenn man die Angaben aus den Datenblätter der Treibergatter heranzieht.

Bei der Berechnung des maximalen Widerstandswertes muß berücksichtigt werden, daß ein ausreichender Strom verfügbar ist, wenn der Ausgang des Treibergatters high liegt (d.h. ausgeschaltet ist!). Dieser Strom muß sowohl den Eingang des SN 75324 versorgen, wie auch den Ausgang des Treibergatters. Für ein log. "1" ist es erforderlich, mindestens 3,5 V am Eingang des SN 75324 zu halten. In *Bild 9.17* wird ein Verfahren zur Berechnung des maximalen Widerstandswertes vorgeschlagen. Der minimale Wert des Widerstandes wird so berechnet, daß der Strom durch diesen, plus dem Strom der Eingänge des SN 75324 eine Ausgangsspannung $U_{A(0)}$ des Treibergatters nicht über dem Maximum von 1,0 V verursacht (siehe *Bild 9.18*).

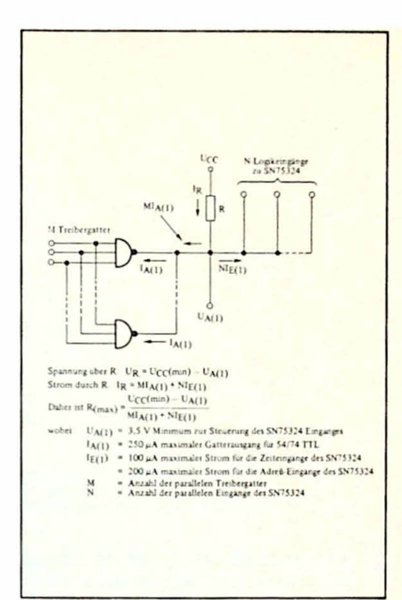


Bild 9.17
Berechnung des Maximalwertes des Pull-Up-Widerstandes in Bild 9.16

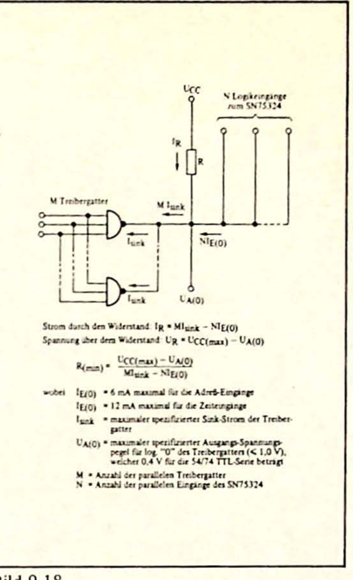


Bild 9.18
Berechnung des Minimalwertes des Pull-Up-Widerstandes in Bild 9.16

Nachdem die maximalen und minimalen Werte für den Pull-Up-Widerstand für die ungünstigsten Bedingungen festgelegt wurden, kann jeder beliebige Wert zwischen diesen Grenzen gewählt werden. (Natürlich muß der berechnete Minimalwert unter dem errechneten Maximalwert liegen, um einen sinnvollen Wert zu ergeben). Wählt man einen Widerstandswert in der Nähe der unteren Grenze, so erhöht sich die Spannung für log. "1" und verbessert den Rauschabstand für diesen Logikzustand.

Ein Beispiel, in dem ein Puffergatter SN 74H40 acht Adresseingänge steuert, ist zusammen mit Berechnungsbeispielen in *Bild 9.19* dargestellt. Wenn in diesem Beispiel ein Wert von 400 Ω für den Pull-Up-Widerstand gewählt wird, so sind die garantierten Logikpegel an den Eingängen des SN 75324 maximal 0,4 V für $U_{E(0)}$ und minimal 4,0 V für $U_{E(1)}$. Dieser Widerstand garantiert unter ungünstigsten Bedingungen einen Rauschabstand von 600 mV für den log. "0"-Pegel und 500 mV für den log. "1"-Pegel.
Bei jeder Anwendung von Speichertreibern sollte die Anordnung der SN 75324 auf der Printplatte sorgfältig überlegt werden, um die Probleme der Signalübertragung, Rauschen und Wärmeableitung zufriedenstellend zu lösen. Bei der Verwendung von Flachgehäusen sollten diese flach auf einen breiten Kupferstreifen und unter Verwendung einer Wärmeableitpaste montiert werden. Sie können auch in einem bestimmten Abstand von der Printplatte angebracht werden, wenn man sie mit Druckluft kühlt. Eine Reihe von Flachgehäusen sollte quer zum Luftstrom montiert werden

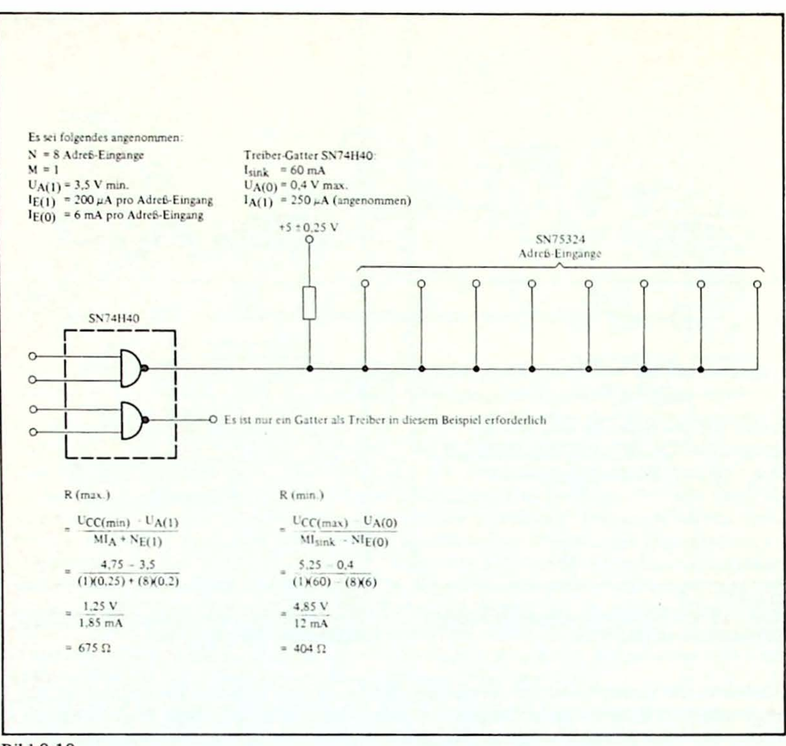


Bild 9.19
Berechnungsbeispiel für den Wert des Pull-Up-Widerstandes für das SN 74H40-Gatter

und nicht in derselben Richtung, um einen Wärmestau zu vermeiden. Wenn eine Kupferschicht verwendet wird, sollte sie die gesamte Printplatte bedecken, um eine möglichst große Kühlfläche zu ergeben. Da die Ströme für die Speichertreiber und die Steuerlogik bei direkt gekoppelten Systemen über eine gemeinsame Masseleitung fließen, ist es erforderlich, auf hierdurch entstehende Rauschstörungen zu achten.

Die drei Eingänge für die Zeitsteuerung (timing inputs) E, F und G sind Emitter-Eingänge eines TTL-Gatters mit Mehrfachemitter. Wie man aus *Bild 9.20* ersehen kann, ist der Kollektor des Zeitgatters mit je einem Emitter der Adreß-Eingänge verbunden. Ist daher einer der drei Eingänge des Zeitgatters log. "0", so sind alle Adreß-Eingangsgatter abgeschaltet.
Die Eingänge des Zeitgatters erlauben eine individuelle Auswahl und Steuerung der gesamten Schaltung. Durch die Mehrfacheingänge können spezielle Logikanordnungen gewählt werden.
Die Adreß-Eingänge A, B, C und D haben ebenfalls TTL-kompatible Eingangsgatter,

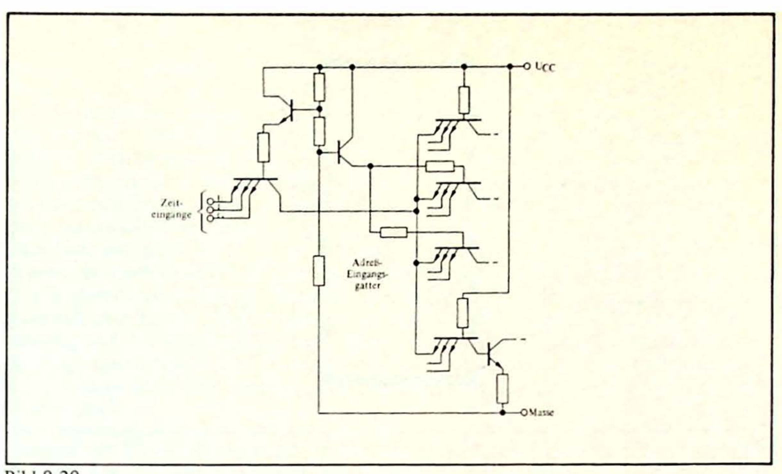


Bild 9.20
Anordnung der Zeit-Eingangs-Gatter des SN 75324

welche die vier Ausgangsschalter steuern. Die Adreß-Schaltung, die diese Eingänge treibt, muß so gesteuert werden, daß nur jeweils ein Ausgang zur gleichen Zeit schaltet. *Tabelle 9.1* zeigt die Eingangskombinationen die für die verschiedenen Ausgangszustände erforderlich sind. Es ist zu beachten, daß bei einigen Eingangskombinationen die Möglichkeit besteht, mehrere Ausgänge gleichzeitig zu schalten. Dies ist unerwünscht, da die Schaltung überlastet werden könnte, außer es wird ein Schutzmethode angewandt, wie beispielsweise die Verwendung von Invertern vor den Eingängen (siehe *Bild 9.21*). Die Eingangsbedingungen der Inverter sind ebenfalls in *Tabelle 9.1* aufgeführt.

Eingänge									Ausgänge			
Inverter-Adresse		Direkte Adresse				Zeitablauf			Sink	Source		Sink
1	2	A	B	C	D	E	F	G	W	X	Y	Z
0	0	0	0	1	1	1	1	1	EIN	AUS	AUS	AUS
0	1	0	1	0	1	1	1	1	AUS	EIN	AUS	AUS
1	1	1	1	0	0	1	1	1	AUS	AUS	EIN	AUS
1	0	1	0	1	0	1	1	1	AUS	AUS	AUS	EIN
X	X	X	X	X	X	0	X	X	AUS	AUS	AUS	AUS
X	X	X	X	X	X	X	0	X	AUS	AUS	AUS	AUS
X	X	X	X	X	X	X	X	0	AUS	AUS	AUS	AUS

X = log. "1" oder "0" (unbestimmt)

Tabelle 9.1
SN75324 Wahrheitstabelle

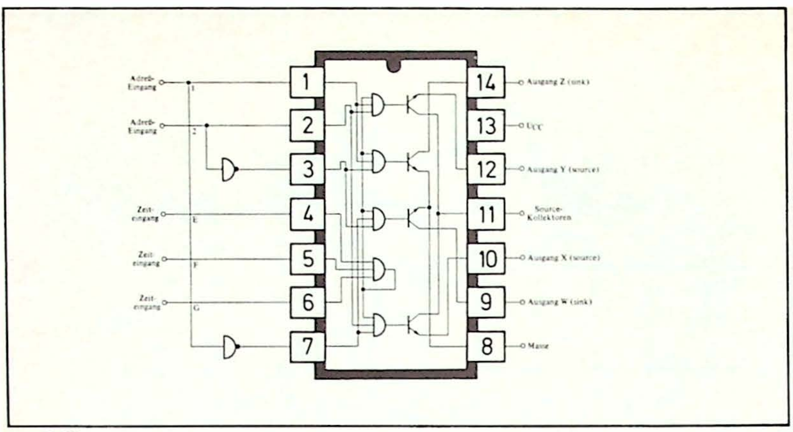


Bild 9.21
Beschaltung der Adreß-Eingänge

Wie in *Bild 9.21* gezeigt wird, enthält jede Schaltung zwei Sink-Ausgänge (Z und W), die den Leitungsstrom gegen Masse abführen,wenn sie durchgeschaltet sind. *Bild 9.22* zeigt diese Ausgangsschaltung und deren wesentliche Steuerschaltung. Wenn der Eingangspegel, der vom Zeitgatter stammt und die Adreß-Eingänge high sind, so ist das Eingangsgatter der Sinkschaltung aktiviert. Dadurch fließt ein Steuerstrom durch die Basis-Kollektor-Sperrschicht zu den Sink-Treibern, die in einer Darlington-Anordnung verbunden sind und dem Eingangssignal rasch folgen. Der Übersteuerungs-

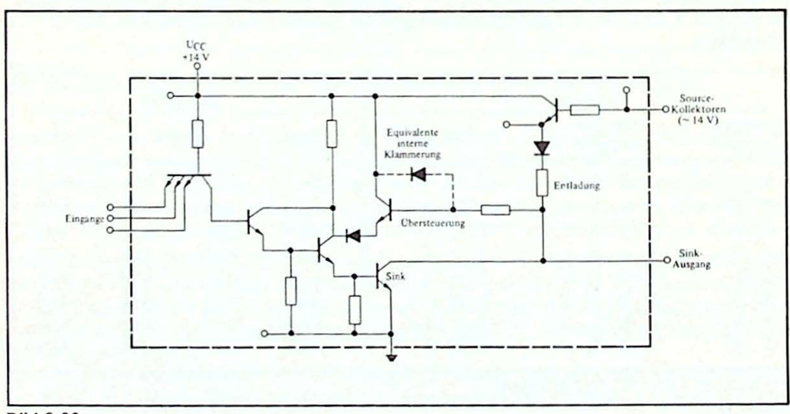


Bild 9.22
Einzelne Sink-Schaltung des SN 75324

Transistor schließt während des Einschaltvorganges den Kollektorwiderstand des Treibers kurz, wodurch eine zusätzliche Steuerung der Basis und Beschleunigung des Einschaltvorganges durch die Aufladung der Schalt- und Millerkapazitäten der Ausgangsstufe erfolgt. Während des leitenden Zustandes wird der Kollektor des Sink-Ausgangs gegen Masse gezogen und die Stromaufnahme des Ausganges ermöglicht. Dadurch wird der aufgestockte Entladewiderstand (stack discharge resistor) vom Übersteuerungs-Transistor effektiv getrennt. Beim Abschaltvorgang läßt die äquivalente interne 14-V-Zenerdiode Selbstinduktionsspannungen der Leitung durch und begrenzt damit überhöhte Spannungen, die andernfalls übermäßige Systemrauschen verursachen würden.
Jedes Gehäuse des SN 75324 enthält außerdem zwei Source-Ausgänge, die zur Lieferung der Schreib-/Leseströme an die Leitung verwendet werden (siehe *Bild 9.23*). Die +3-V-Referenzspannung für die Basis des Eingangsgatters wird vom Spannungsteilernetzwerk und Emitterfolger abgeleitet, wie in *Bild 9.24* dargestellt ist. Dies legt den Schwellpegel der Eingänge auf etwa 2,3 V fest. Während des Aus-Zustandes ist einer der Eingangsemitter durch die Adreß- oder Begrenzerschaltung low. Dieser Zustand hält die Basis der Treibereingänge low, wodurch diese und damit die Ausgänge abgeschaltet sind.

Während des Einschaltvorganges werden die zunächst low-liegenden Eingangsemitter auf einen log. "1"-Pegel gebracht, wodurch die Kollektor-Basis-Sperrschicht des Eingangsgatters leitend wird und die Basis der Treiber ansteuert. Ebenso wird während des Übergangszeitraumes die Diode in der Pseudo-Darlington-Anordnung in Flußrichtung vorgespannt, sie liefert einen zusätzlichen Basissteuerstrom an die Ausgangsstufe und verbessert den Einschaltvorgang. Sobald der Ausgang (der Source-Stufe) den Endzustand erreicht hat, befindet sich der Kollektor der Ausgangsstufe auf einem niedrigen Pegel und polt die Diode in Sperr-Richtung um. Der Basisvorwiderstand liefert den gesamten Strom der erforderlich ist, um die Ausgangsstufe im Sättigungszustand zu halten.

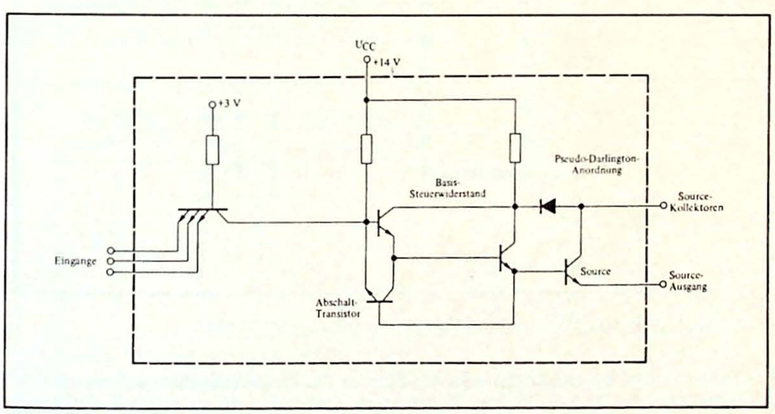


Bild 9.23
Einzelne Source-Schaltung des SN 75324

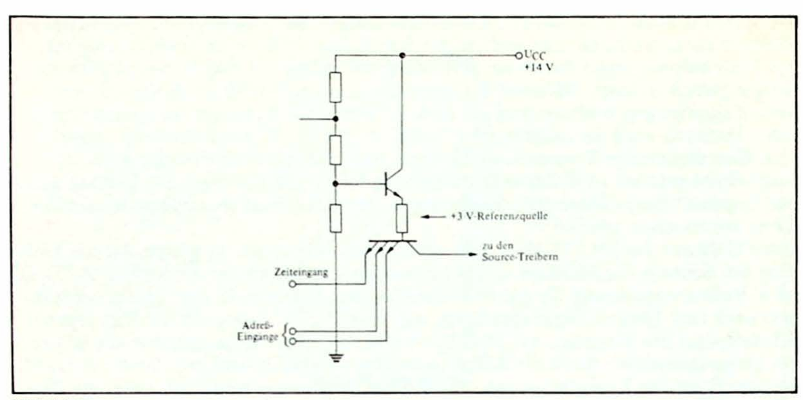


Bild 9.24
Interne Referenzspannungsquelle für die Basis-Spannung der Adreß-Eingänge des SN 75324

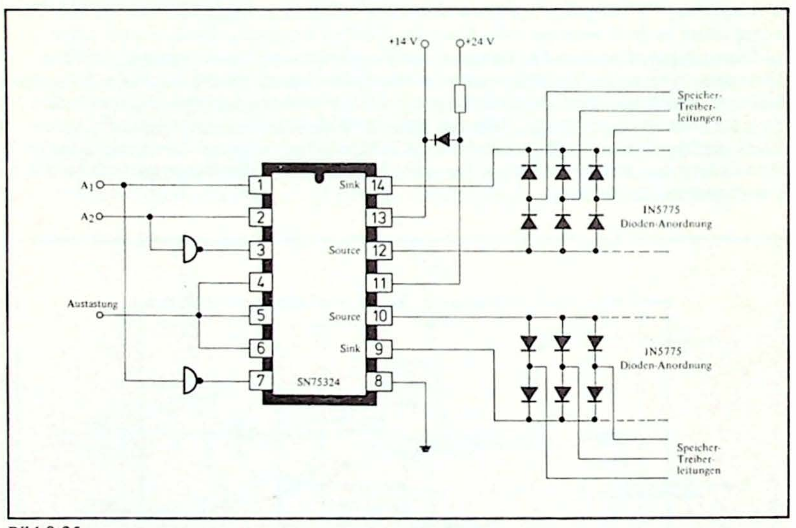


Bild 9.25
Grundlegende Schaltung für Schreib- und Lesetreiber mit dem SN 75324

Während des Abschaltvorganges wird ein Emitter des Eingangsgatters auf ein niedriges Potential, bzw. zurück auf log. "0" gezogen. Dadurch wird auch der Kollektor des Eingangsgatters low und damit die Basis des Treibers und der Emitter des Abschalttransistors. Der Abschalttransistor wird nun durchgesteuert und leitet die

Basisladung des Pseudo-Darlingtonpaares ab, wodurch die Basis der Ausgangsstufe auf einem Aus-Potential gehalten wird.
Bild 9.25 zeigt eine grundlegende Schaltung, die den SN 75324 zur Speisung der Schreib-/Leseleitungen von Speichern verwendet.

SN 75325 Kerntreiber mit hohem Strom und je zwei Source- und Sink-Ausgängen

Der SN 75325 liefert die notwendige Treiberleistung für große und schnelle Speicher. Kerne, die in schnellen Systemen verwendet werden, sind im allgemeinen kleiner, benötigen jedoch größere Ströme für die Ummagnetisierung. Der SN 75325 hat TTL-kompatible Eingänge und liefert Ausgangsströme von 600 mA an eine Betriebsspannung von 25 V.
Bild 9.26 zeigt das grundlegende Schaltbild und die Anschlußbelegung des SN 75325 mit einem zweifachen Source- und einem zweifachen Sink-Ausgang in einem Gehäu-

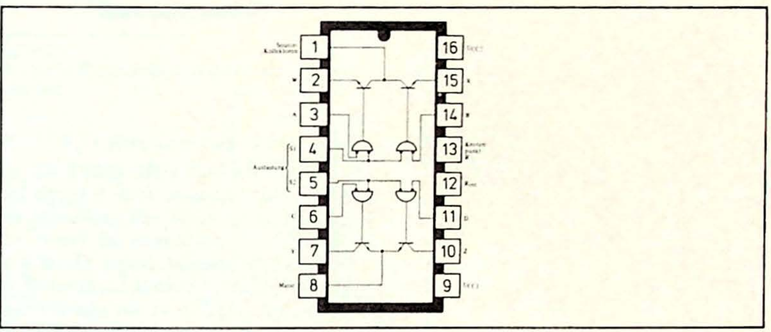


Bild 9.26
SN 75325 Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung

Adressen-Eingänge				Austast-Eingänge		Ausgänge			
Source		Sink		Source	Sink	Source		Sink	
A	B	C	D	S1	S2	W	X	Y	Z
0	1	X	X	0	1	EIN	AUS	AUS	AUS
1	0	X	X	0	1	AUS	EIN	AUS	AUS
X	X	0	1	1	0	AUS	AUS	EIN	AUS
X	X	1	0	1	0	AUS	AUS	AUS	EIN
X	X	X	X	1	1	AUS	AUS	AUS	AUS
1	1	1	1	X	X	AUS	AUS	AUS	AUS

X = log. "1" oder "0" (unbestimmt)

Anmerkung: Maximal ein Ausgang ist "EIN" zu irgendeiner Zeit

Tabelle 9.2
SN75325 Wahrheitstabelle

se. Jeder Ausgang wird durch seinen eigenen Adressier-Eingang und einen Austast-(strobe) Anschluß gesteuert. Es gibt zwei Austastanschlüsse, einer für die Sink- und einer für die Source-Ausgänge. Die Wahrheitstabelle (*Tabelle 9.2*) zeigt die erforderliche Eingangssteuerung. Der Steuerpegel für die Source-Stufe kann mit einem Widerstand zwischen den Anschlüssen 13 und 16 eingestellt werden. Jeder Kollektor der Sink-Ausgangsstufe besitzt einen internen Pull-Up-Widerstand parallel mit einer Klammerdiode, der mit U_{CC2} verbunden ist. Diese Anordnung schützt vor hohen Selbstinduktionsspannungen beim Schalten induktiver Lasten.

Bild 9.27 zeigt die Anordnung für eine grundlegende Anwendung, bei welcher der Source-Ausgang eines Gehäuses eine typische Speicherleitung von einer Seite speist, während der Sink-Ausgang eines zweiten Gehäuses das andere Ende der Leitung an Masse legt.

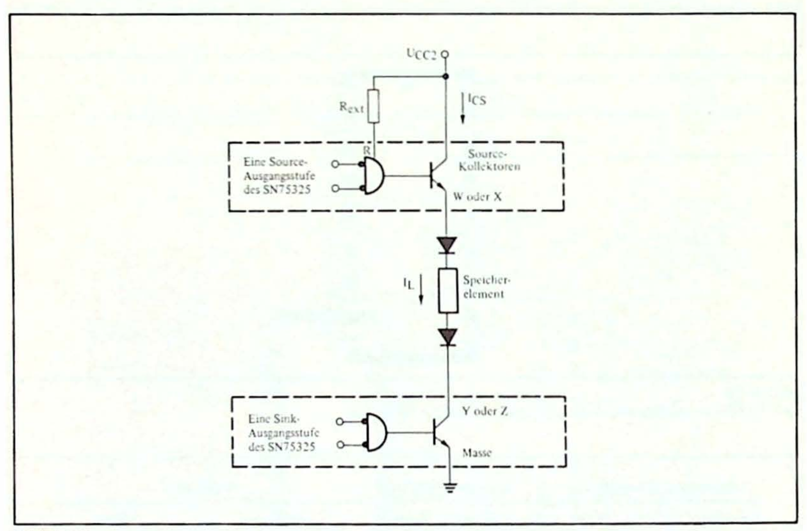


Bild 9.27
Grundlegende Anwendung des SN 75325

Um die Verdrahtungskombinationen für große Speicher weiter zu verbessern, ist ein vierfacher Sink-Treiber in einem Gehäuse und ein vierfacher Source-Treiber in einem Gehäuse erhältlich. Der vierfache Sink-Treiber SN 75326 und der vierfache Source-Treiber SN 75327 bieten diese Vielseitigkeit.

SN 75326 Kerntreiber mit vierfachem Sink-Ausgang

Der SN 75326 (*Bild 9.28*) arbeitet an einer einzelnen +5 V-Betriebsspannung, die Ausgänge und Ausgangsklammerungen sind für 24 V ausgelegt. Die Größe des Basissteuerstromes für die Ausgänge kann durch Verbindung der Anschlüsse 4 und 12 mit einem externen Widerstand erhöht werden.

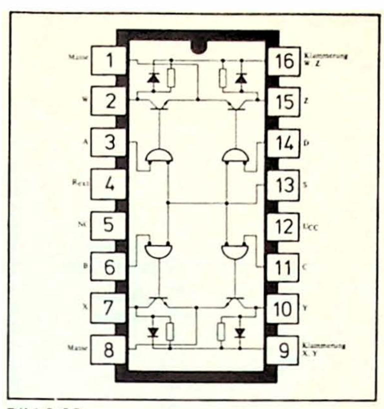


Bild 9.28
SN 75326 Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung

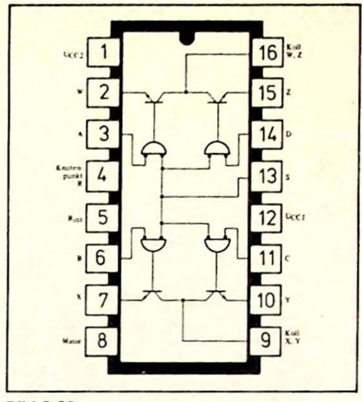


Bild 9.29
SN 75327 Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung

SN 75327 Kerntreiber mit vierfachem Source-Ausgang

Der SN 75327 (*Bild 9.29*) arbeitet an zwei Versorgungsspannungen: $U_{CC1} = 5$ V und $U_{CC2} = 24$ V maximal. Die Ausgänge des SN 75327 sind für 24 V bemessen. Die Steuerung der Basis der Ausgangsstufen kann entweder intern oder extern erfolgen. Wenn die Anschlüsse 4 und 5 verbunden werden, ist die Größe des Basissteuerstromes für jeden Ausgang intern durch einen Widerstand von 575 Ω bestimmt. Dieser Widerstand sichert geeignete Steuerung für die Basis der Source-Ausgangsstufen mit Strömen bis zu 375 mA mit einem U_{CC2} von 15 V oder 600 mA mit U_{CC} = 24 V. Wenn Ausgangsströme über 375 mA erforderlich sind, muß ein Widerstand von geeigneter Größe zwischen U_{CC2} und Anschluß 4 gelegt werden. Wird ein externer Widerstand verwendet, muß Anschluß 5 offen bleiben. Der Wert dieses externen Widerstandes kann aus folgender Gleichung bestimmt werden:

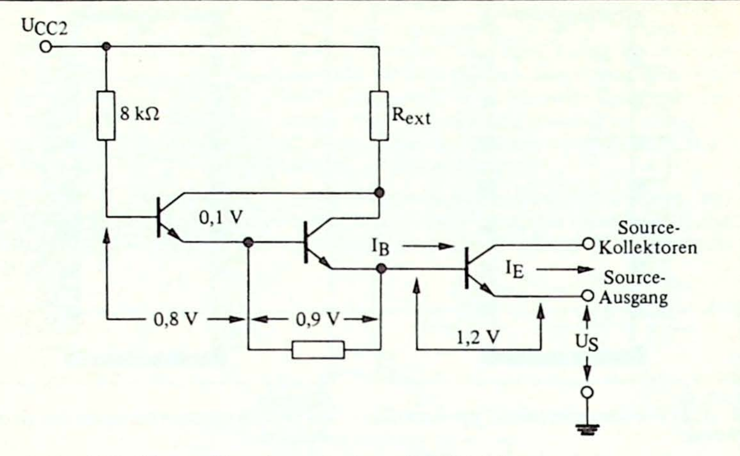
$$R_{EXT} = \frac{16\,[U_{CC2(min)} - U_S - 2{,}2]}{I_L - 1{,}6\,[U_{CC2(min)} - U_S - 2{,}9]}$$

Hierin ist:

R_{EXT}	in kΩ
U_S	die Ausgangsspannung der Source-Stufe gegen Masse
$U_{CC2(min)}$	der kleinste erwartete Wert von U_{CC2} in Volt
I_L	der Laststrom in mA

Die Ableitung der Formel für R_{EXT} ergibt sich aus *Bild 9.30*. Der Strom in den Anschluß 4 sollte auf 60 mA begrenzt werden.

Bild 9.31 stellt die grundlegende Schaltung für die Verwendung eines Source-Ausganges eines SN 75327 zur Durchschaltung eines Stromes von U_{CC2} zu einer Speicherleitung dar, wobei ein Sink-Ausgang eines SN 75326 das andere Ende der Lei-



1. Der 8-kΩ-Widerstand kann im ungünstigsten Fall 10 kΩ betragen.
2. Die ungünstigsten Werte von U_{BE} sind 0,8 V, 0,9 V und 1,2 V wie gezeigt
3. Die gesamte Spannung U_{BE} fällt am 8-kΩ-Widerstand bis auf den Emitterausgang gleich 2,9 V ab.
4. $$I_B = \frac{I_E}{h_{FE}+1} = \frac{U_{CC2} - U_S - 2{,}9\ \text{V}}{10\ \text{k}\Omega} + \frac{U_{CC2} - U_S - 2{,}2\ \text{V}}{R_{ext}}$$

   Für $h_{FE} = 15$, $h_{FE} + 1 = 16$ (min. für die Ausgangsstufe) kann die Gleichung geschrieben werden als:

   $$I_E = \frac{16(U_{CC2} - U_S - 2{,}9\ \text{V})}{10\ \text{k}\Omega} + \frac{16\,(U_{CC2} - U_S - 2{,}2\ \text{V})}{R_{ext}}$$

   Wenn I_E in mA und R_{ext} in kΩ,

   $$I_E\,R_{ext} = R_{ext}\,1{,}6\,(U_{CC2} - U_S - 2{,}9) + 16\,(U_{CC2} - U_S - 2{,}2)$$

   Daher: $$R_{ext} = \frac{16\,(U_{CC2} - U_S - 2{,}2)}{I_E - 1{,}6\,(U_{CC2} - U_S - 2{,}9)}$$

Bild 9.30
Ableitung der Gleichung für den externen Widerstand des SN 75327

tung an Masse schaltet. Die gezeigten externen Dioden dienen als Steuerdioden, wenn im Multiplex-Betrieb gearbeitet wird.

SN 55329 Acht-Bit-Speichertreiber

Obwohl der SN 75324, SN 75325, SN 75326 und SN 75327 alle Anforderungen an die Steuerung, den Betrieb und die Vielseitigkeit erfüllt, die bei den meisten Kernspeichersystemen erforderlich sind, können einige zusätzliche Eigenschaften in militärischen Systemen mit hoher Zuverlässigkeit notwendig sein. Der SN 55329,

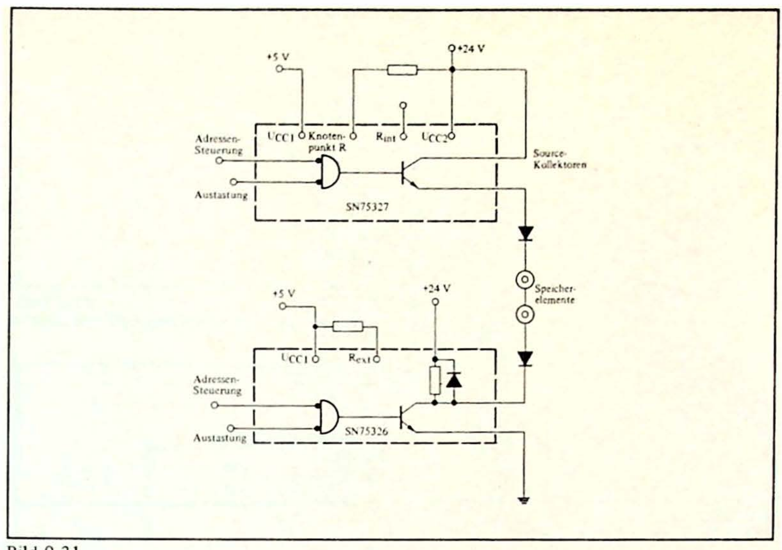


Bild 9.31
Anwendung des SN 75326 und SN 75327 als Speicher-Treiber

ein Acht-Bit-Kernspeichertreiber wurde für diese Forderungen entwickelt. Einige Eigenschaften des SN 55329 sind:

MSI (medium scale integration) TTL 8-Bit-Kerntreiber

24poliges metallisiertes Flachgehäuse

Voller Temperaturbereich, –55 °C bis +110 °C

Dekodierte Ausgänge mit hohen Strömen

3-State-Auswahl und Zeitschaltung

Bipolare Ausgangsströme innerhalb ± 5% durch vier gemeinsame externe Widerstände

Ausgangs-Anpaßwiderstände

Kurze Schaltzeiten

Ruheverlustleistung pro Gehäuse nur 30 mW (typisch)

Interne Leistungssteuerung, dadurch keine sequentielle Stromversorgung erforderlich.

Das Funktionsschaltbild ist in *Bild 9.32* dargestellt. Die integrierte Schaltung enthält acht identische bipolare 3-State-Treiber mit hohen Strömen. Ein Dekoder von 3 auf 8 Leitungen ist für die Eingänge A, B und C des Adreß-Registers des Systemes (SAR = system adress register) vorgesehen. Eine Einschaltsteuerung (PE1 = package enable control) erlaubt eine minimale Verlustleistung im Ruhezustand. PE2 gestattet eine Steuerung mehrerer Chips. Mit einem weiteren Eingang ist eine Umschaltung

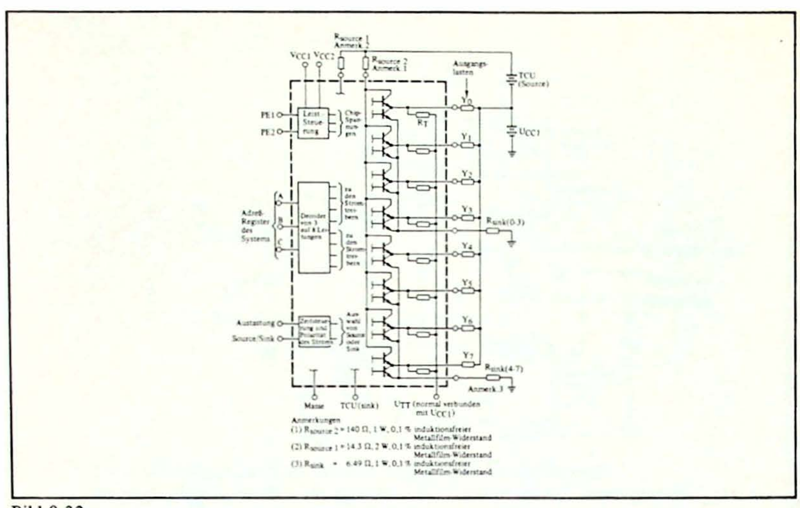


Bild 9.32
SN55329 Funktions-Schaltbild

von Sink- auf Source-Arbeitsweise möglich.

Bild 9.33 zeigt einen typischen Arbeitszyklus eines Speichertreibers von 1-μs-Dauer. Bei t = 0 wird der Eingang der Leistungssteuerung (PE1 = power enable) low geschaltet, gefolgt vom Schalten des Einganges PE2, wodurch der Chip ausgewählt und die Spannungen U_{CC1} und U_{CC2} aktiviert werden. Über die Dekodereingänge (SAR) A, B und C wird einer der acht Ausgangs-Stromtreiber angewählt, und der Eingangspegel des Source-/Sink-Anschlusses bestimmt die Phase des Ausgangstreibers. Der ausgewählte Treiber bleibt jedoch ausgeschaltet, bis der Austasteingang low geschaltet wird. Die Breite des Source- oder Sink-Ausgangsstrom-Impulses wird durch den Kernzustand bestimmt. Das Potential des Speicherdrahtes kehrt auf U_{CC1} zurück, wie in *Bild 9.32* gezeigt wird. Die Amplitude am Source-Ausgang wird durch die externen Präzisionswiderstände Rsource 1 und Rsource 2 bestimmt, die an die temperaturgesteuerte Spannung –TCU(source) gelegt werden. Die Amplitude am Sink-Ausgang wird durch zwei induktionsfreie Widerstände R(sink) und die Steuerspannung TCU(sink) festgelegt. Der gesamte Vorgang eines Speicherzyklus wird innerhalb von 1 μs vollendet, wie in *Bild 9.33* dargestellt wurde.

9.2.4 Typische Anwendungen von Kerntreibern

Bild 9.34 zeigt ein Anwendungsbeispiel eines Treibers für einen Nur-Lesespeicher (ROM), das einen Dekoder SN 74154, Inverter SN 7404 und einen diskreten Transistor 2N 5449 für die Adressierung der Schaltungsteile des SN 75303 verwendet, um die erforderliche Speicherleitungen zu steuern.

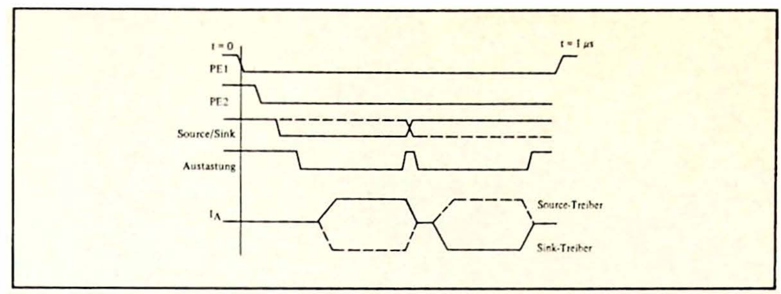


Bild 9.33
Typischer Treiber-Zyklus von-1-μs Dauer

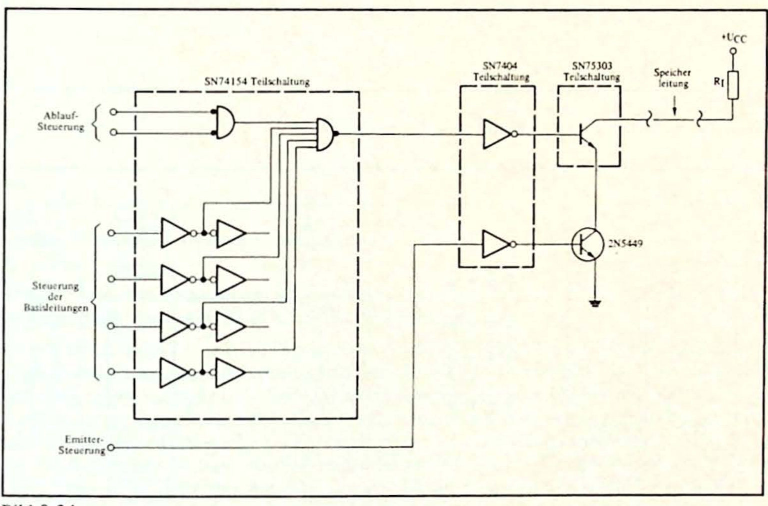


Bild 9.34
Treiberschaltung für einen Nur-Lesespeicher (ROM)

Bild 9.35 zeigt eine ohmsche Nur-Lesespeicheranordnung unter Verwendung des SN 75303 als Treiber für die Wort-Leitungen.
Bild 9.36 zeigt die Kombination von Treibern SN 75308 und SN 75325 zum Betrieb eines 2D-Speichers. Die Treiber für die Wort-Leitungen müssen in beiden Richtungen arbeiten können, mit einem Lesestrom, der größer als 2 x I_{PW} ist. Der Bit-Strom braucht nur in einer Richtung zu fließen und die Größe von I_{PW} besitzen. Daher werden die Treiber SN 75325 für die Wort-Leitungen und die SN 75308 Transistor-Arrays als Bit-Treiber benutzt.
Die Source- und Sink-Treiber werden durch die Adressendekodierung ausgewählt, S_1 und S_2 werden zur Steuerung des Zeitablaufs benutzt.

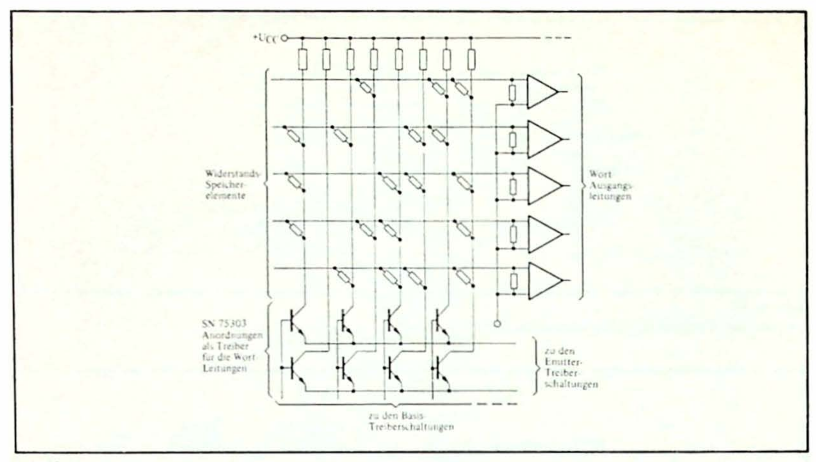


Bild 9.35
SN75303 als Wort-Leitungstreiber für eine Widerstands-ROM

Bild 9.36
2D-Speicher

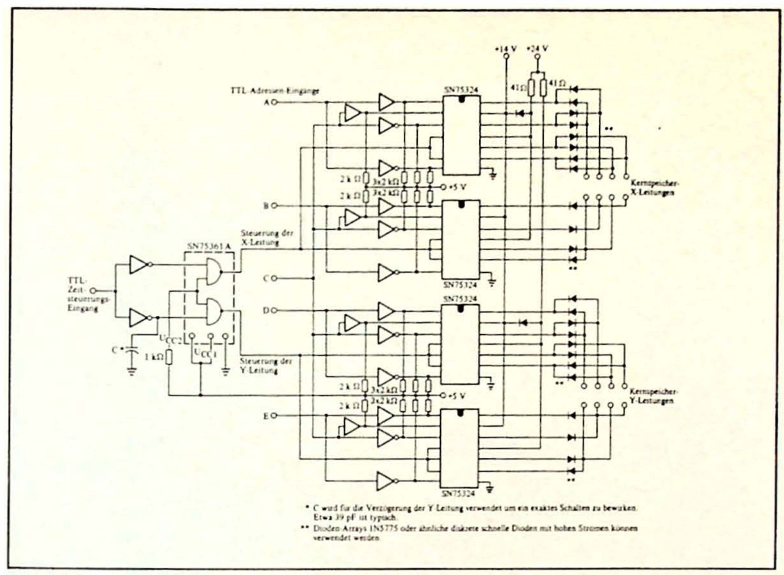


Bild 9.37
Treiber für X- und Y-Leitungen und Adressier-Schaltung

Obgleich es sich hier um ein kleines Speichersystem handelt, finden 2D-Systeme in großem Maß Anwendung in schnellen Zwischenspeichern.

In größeren 2 1/2D- und 3D-Speichern erlaubt die Vielseitigkeit des SN 75324 die Anwendung einfacher Adressierverfahren. In *Bild 9.37* sieht man die Kombination der Eingangsschaltung und Ausgangssteuerdioden, um eine Matrix von X- und Y-Leitungen zu betreiben. Sechsfache Puffer und sechsfache invertierende Puffer mit offenen Kollektorausgängen werden eingesetzt, um die geeigneten log. "1"-Pegel an die Adressiereingänge des SN 75324 zu liefern. Die Puffer SN 7416 und SN 7417 sind typisch für derartige Anwendungen. Für die Eingänge der X- und Y-Leitung wird ein SN 75361A verwendet. Dieser kann leicht den erforderlichen Ausgangsstrom von 24 mA liefern, der erforderlich ist, um die log. "0"-Pegel an die beiden Zeitschalteingänge des SN 75324 zu legen. *Bild 9.38* zeigt die typischen Ausgangsverbindungen im Detail sowie die Verwendung der Steuerdioden 1N 5775. Dieses Beispiel stellt ein 256-Bit-System für einen 2 1/2D-Speicher dar.

Der SN 75325 wird für schnellere Systeme empfohlen, die bis zu 600 mA für die Steuerung benötigen. *Bild 9.39* zeigt eine typische Anwendung für 2 1/2D- oder 3D-Systeme. Es werden 1N 5775 als Steuerdioden wegen ihrer Schnelligkeit und hohen zulässigen Ströme verwendet. Die 1 aus 16 Dekoder können eine wesentlich größere Matrix steuern und eignen sich für die Vereinfachung großer und komplexer Systeme. Die Auswahl der Betriebsart und die Austastschaltungen werden mit schnellen Gattern SN 74H00 durchgeführt, deren Schaltgeschwindigkeit und Ausgangslei-

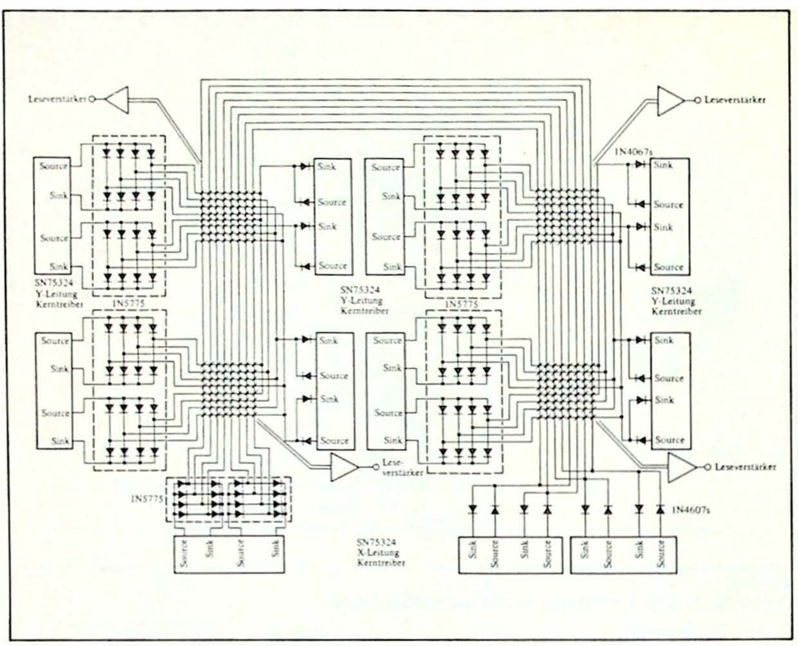


Bild 9.38
256 Bit 2 1/2D-Speicher

stung sie für diese Anwendung besonders geeignet machen.
In einigen Anwendungen großer Systeme ist es erwünscht, vier Source-Treiber in einem Gehäuse und vier Sink-Treiber in einem anderen zu haben. Dies vereinfacht den Entwurf der Printplatte wesentlich. *Bild 9.40* zeigt eine typische Anwendung unter Verwendung von Vierfach-Sink-Treibern SN 75326 und Vierfach-Source-Treibern SN 75327. Diese einfache Anordnung ergibt die Adressen-Steuerung für eine 256-Bit-Matrix unter Verwendung von vier SN 75326 und vier SN 75327. Die Lasten können aus einem Kernspeicher, Lampen oder Relais bestehen, da die Leistungsfähigkeit dieser Schaltung für viele Anwendungen ausreicht.

Es gibt spezielle Anwendungen von Kernspeichern, bei denen die Verlustleistung, Stabilität und Abmessungen die wesentlichsten Forderungen darstellen. Militärische Flug- und Raumfahrzeuge sind Beispiele hierfür. Wie früher erwähnt, wurde der SN 55329 speziell für diese Anwendungen entwickelt. Für diese Schaltung sind die Betriebsspannungen für U_{CC1} und U_{CC2} nominell +5 V bzw. +12 V. $TCU_{(source)} = 4{,}7\ V_{dc} + U_{CC1}$ und $TCU_{(sink)} = 1{,}84\ V_{dc}$. Mit temperaturgeregelten Spannungen für die primären Source- und Sink-Stromversorgungen können die erforderlichen Treiberpegel über den vollen Temperaturbereich von $-55\ ^{o}C$ bis $110\ ^{o}C$ gewährleistet werden.

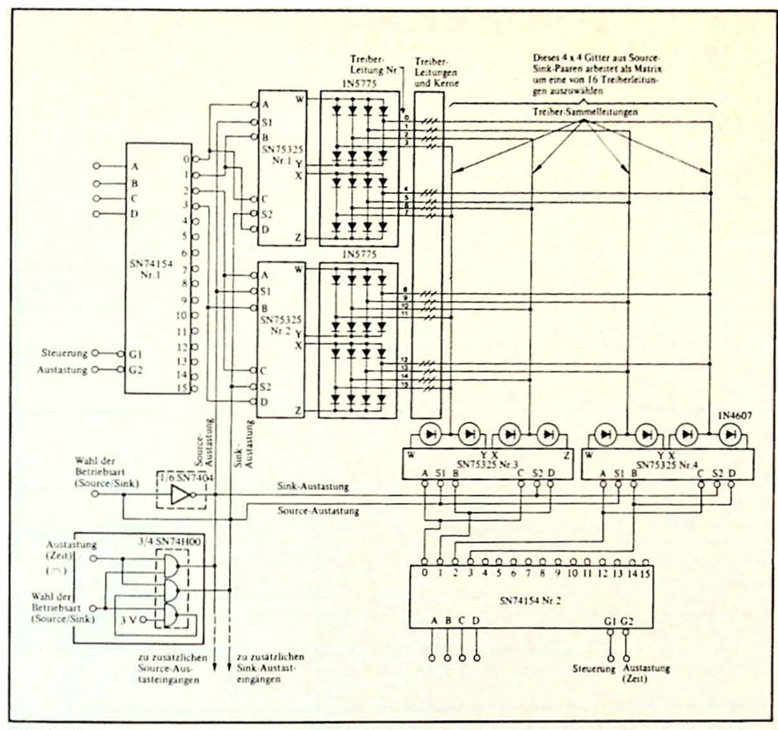


Bild 9.39
Typische Ansteuerung eines 2 1/2 D-oder 3D-Speichers

Infolge der Eigenschaften der Ferritkerne benötigen diese höhere Schreib- oder Leseströme für die Ummagnetisierung bei niedrigen Temperaturen. Der Zweck der temperaturgeregelten Spannungen ist die Sicherung ausreichender Strompegel bei der jeweiligen Arbeitstemperatur. Bei jeder vorkommenden Temperatur müssen die Source- und Sink-Ströme eine exakte Funktion gewährleisten.
Tabelle 9.3 und *9.4* zeigen typische Strombereiche in Abhängigkeit von der Temperatur und ihre Stabilität bei Änderungen der Betriebsspannungen U_{CC1} und U_{CC2}. Die Genauigkeit des Strompegels und die Stabilität über einen weiten Bereich verschiedener Arbeitsbedingungen sind wesentlich für eine hohe Zuverlässigkeit.

Die maximalen Versorgungsströme bei ungünstigsten Temperaturbedingungen sind in *Tabelle 9.5* aufgeführt. Der Vorteil eines niedrigen Ruhestromes und die sich daraus ergebende niedrige Verlustleistung zeigt sich deutlich, wenn man den Stromverbrauch im Ruhe- und Betriebszustand miteinander vergleicht.

Obwohl die Steuersignale für eine Arbeitsfrequenz von 1 MHz geprüft werden (siehe

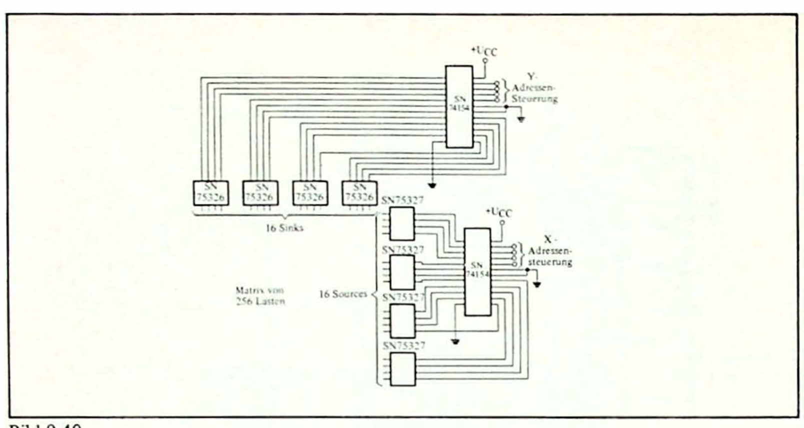


Bild 9.40
SN 75326 und SN 75327 Matrix-Treibern

Gehäuse-temperatur	TCU (Source)	Gewählte Ausgangsspannung	U_{CC1}	U_{CC2}	$I_{(SOURCE)}mA_{dc}$
+110 °C	4,13	U_{CC1} + 0,67 V_{dc}	4,75 5,15	12,36 11,40	−220 ± 5% −220 ± 5%
Raumtemp.	4,70	U_{CC1} + 0,62 V_{dc}	5,74	12,36	−270 ± 5% −270 ± 5%
−55 °C	5,28	U_{CC1} + 0,50 V_{dc}	4,75 5,15	12,36 11,40	−320 ± 5% ± 5%

Anmerkung: Alle Spannungen in Volt (Gleichspannung)
TCU (Source) ist auf U_{CC1} (Anschluß 8) bezogen
U_{TT} (Anschluß 24 ist mit Anschluß 8 verbunden

Tabelle 9.3
Source-Strom-Regelung (SN 55329)

Bild 9.33), kann der zeitliche Ablauf auch folgendermaßen aussehen: Bezugnehmend auf *Tabelle 9.6* wird die Stromversorgung bei t = 0 eingeschaltet.

In dieser typischen Anwendung addiert jede folgende Funktion eine so geringe Verzögerung hierzu, daß ein totaler Arbeitszyklus bereits in nur 503 ns ablaufen kann.

Bild 9.41 zeigt die Abmessungen des Gehäuses und die Anschlußbelegung des 24-poligen hermetischen, metallisierten Keramik-Flachgehäuses. Seine sehr kleinen Abmessungen und die gute Wärmeableitung machen diese Ausführung des Gehäuses besonders geeignet für militärische Systeme mit hoher Zuverlässigkeit.

Gehäuse-temperatur	TCU (sink)	Gewählte Ausgangsspannung	U_{CC1}	U_{CC2}	$I_{(sink)}$ mA_{dc}
+110 °C	1,48	U_{CC1} – 0,67 V_{dc}	5,15	12,36	+220 ± 5%
			4,75	11,40	+220 ± 5%
Raumtemp.	1,84	U_{CC1} – 0,62 V_{dc}	5,15	12,36	+270 ± 5%
			4,75	11,40	+270 ± 5%
–55 °C	2,24	U_{CC1} – 0,50 V_{dc}	5,15	12,36	+320 ± 5%
			4,75	11,40	+320 ± 5%

Anmerkung: Alle Spannungen in Volt (Gleichspannung)
U_{TT} (Anschluß 24) ist mit Anschluß 8 verbunden

Tabelle 9.4
Sink-Strom-Regelung (SN 55329)

Parameter		Maximum	Einheit
I_{UCC1}	Ruhestrom	1,0	mA_{dc}
I_{UCC2}	Ruhestrom	3,0	mA_{dc}
I_A	Leckstrom	250	μA_{dc}
I_{UCC2}	Arbeitsstrom	50	mA_{dc}
I_{UCC2}	Arbeitsstrom	50	mA_{dc}
$I_{TCU(Sink)}$	Arbeitsstrom	12	mA_{dc}

Tabelle 9.5
Maximale Versorgungsströme bei ungünstigsten Temperaturbedingungen

Funktion	Zeitzuwachs (ns)	Gesamtzeit (ns)
PE1 Ein	0	0
PE2 Ein	30	30
Austastung Ein	40	70
Austastzeit	130	200
Source-Ein ist in der Austastzeit enthalten	0	200
Source-Aus	60	260
Source-Sink		
Source-Zyklus Aus-Ein	60	320
Austastzeit	130	450
Sink-Ein ist in der Austastzeit enthalten	0	450
Sink-Aus	53	503

Tabelle 9.6
Zeitdauer der Schaltungssignale für eine typische Anwendung

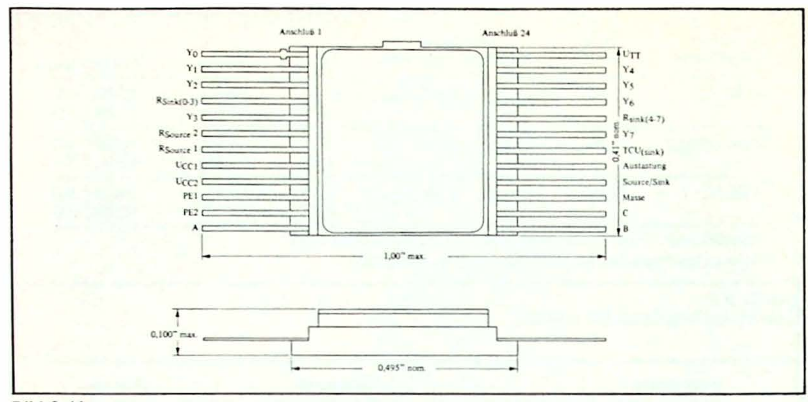


Bild 9.41
Abmessungen und Anschlußbelegung des SN 55329

Infolge des kompakten Gehäuses und der Komplexität des SN 55329 kann man eine Matrix mit 16 x 16 Leitungen mit nur vier dieser Schaltungen betreiben, wie in *Bild 9.42* dargestellt ist. Dieses Treibersystem für einen 256-Bit-Speicher benötigt nur eine Ruheleistung von 120 mW.

9.3
Leseverstärker

9.3.1
Allgemeine Eigenschaften

Die Leseverstärker bilden die andere Hälfte der Kernspeicher-Interface-Schaltungen. An Leseverstärker für Kernspeicher werden spezielle Anforderungen gestellt, wodurch sie sich eindeutig von den meisten grundlegenden Komperatoren unterscheiden.

Wie in *Bild 9.5* gezeigt wird, kann das Ausgangssignal der Leseleitung ein positiver oder negativer Impuls sein und der Logikpegel (1 oder 0) wird durch den absoluten Wert seiner Amplitude bestimmt. Daher muß der Leseverstärker auf Amplituden oberhalb einer gegebenen Schwelle ansprechen, unabhängig von der Polarität. Pegel für log. "1" reichen von 3 bis 40 mV, abhängig von der Größe des Kerns und den Anforderungen an die Geschwindigkeit.
Unter der Annahme, daß der festgestellte Pegel für log. "0" 50% des Pegels für log. "1" im gleichen System beträgt, muß die Ansprechschwelle und Eingangsempfindlichkeit außergewöhnlich exakt sein. Wenn beispielsweise (*Bild 9.43*) die Spitze des "1"-Pegels 40 mV und der "0"-Pegel 20 mV beträgt, sowie eine Ansprechschwelle von 30 mV eingestellt ist, würde eine Änderung der Schwellspannung von ± 10 mV die Grenze darstellen. Unter diesen Bedingungen wäre eine Genauigkeit der Schwellspannung innerhalb ± 7 mV wünschenswert. Für Signale mit niedrigem Pegel ist eine höhere Genauigkeit erforderlich. Einige sehr schnelle Speichersysteme können eine maximale Abweichung der Schwellspannung von ± 3 mV benötigen.

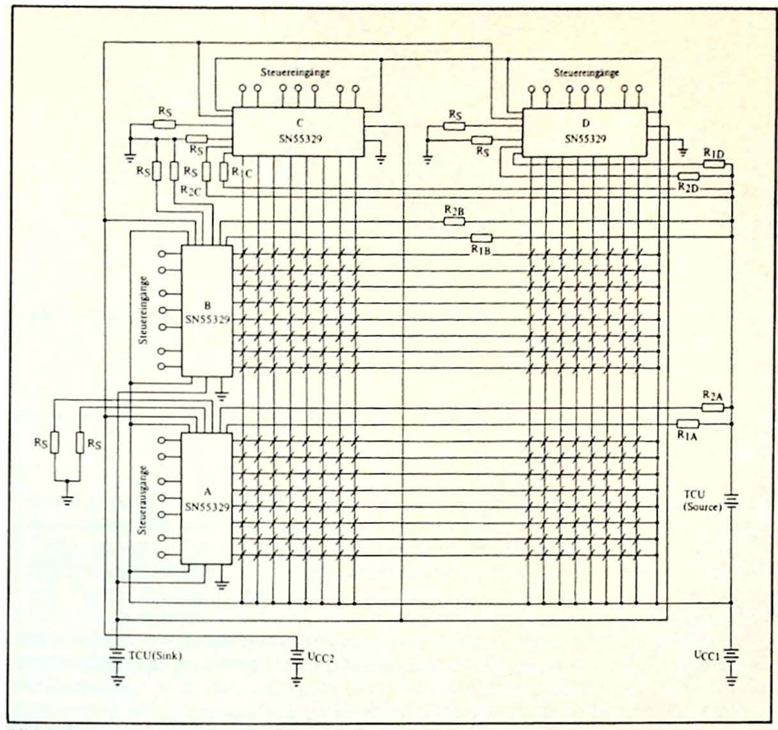


Bild 9.42
SN55329 Treiber-System für einen 256-Bit-Speicher

Die integrierten Schaltungen der Serie SN 7520 wurden zur Erfüllung der erforderlichen Eingangsbedingungen entwickelt und liefern Ausgangsspannungen mit TTL-Pegeln. Ihre Stabilität der Schwellspannung bei Änderungen der Temperatur und der Betriebsspannung machen sie beim Arbeiten mit Speichersystemen außerordentlich nützlich.

9.3.2
Grundlegende interne Eigenschaften und Arbeitsweise

Die Leseverstärker der SN 7520 Serie sind durchgehend gleichspannungsgekoppelt. Frühere Entwicklungen ergaben Schaltungen, in denen der Pegel der Schwellspannung nicht fein eingestellt werden konnte, da sie außerordentlich empfindlich auf Änderungen von Gleichspannungspegeln im gesamten Verstärker waren. Dies wurde durch die Toleranzen der Absolutwerte der Widerstände und deren Temperaturkoeffizienten hervorgerufen. Durch die Entwicklung der Schaltungen der Serie SN 7520,

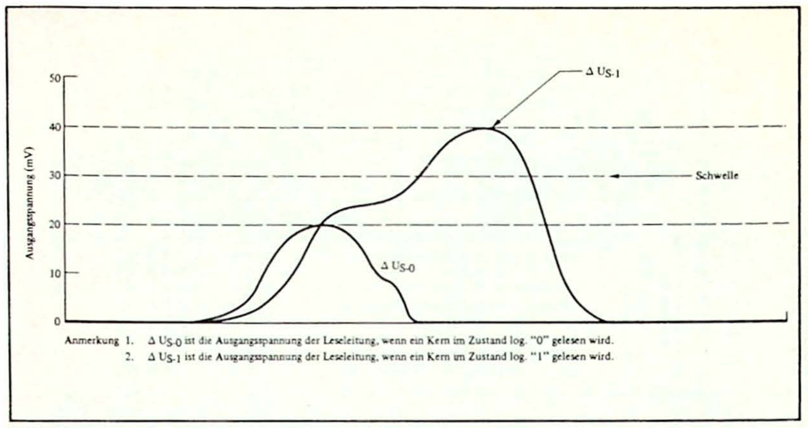


Bild 9.43
Typische Spannungsformen am Ausgang einer Leseleitung

bei denen die Schaltelemente aufeinander sehr gut abgeglichen sind, hängen deren Eigenschaften mehr vom Verhältnis der Widerstände als von deren Absolutwerten ab. Dadurch kann eine ausgezeichnete Stabilität des Pegels der Schwellspannung eingehalten werden, ohne von Änderungen der Komponenten und Vorspannungen abzuhängen. Die Entwicklung von Verstärkern mit Mehrfacheingängen erhöht die Vielseitigkeit in den Anwendungen weiter.
Die grundlegende Schaltung arbeitet in den verschiedensten Verstärkerausführungen. Zusätzliche Logikschaltungen zum Ausgang des Austast-Gatters ergeben vielseitige Lesefunktionen. Die Ausgänge von zwei oder mehr Eingangsverstärkern können zu Verstärkern mit Mehrfacheingängen kombiniert werden, eine Funktion, die früher nicht in integrierter Form realisiert werden konnte. Die Gleichspannungskopplung beseitigt viele Probleme, die von der Erholzeit bei Übersteuerung und dem Wandern der Schwellspannung bei unterschiedlichen Impulsfolgen am Eingang herrühren und gewöhnlich bei Leseverstärkern mit kapazitiver Kopplung auftreten.

Die Schwellspannungs- und Austast-Schaltung der grundlegenden SN 7520-Serie (*Bild 9.44*) verwendet das Prinzip der angepaßten Verstärker, die gemäß der Theorie arbeiten, daß identische Verstärker gleichartige Eigenschaften zeigen, wenn sie unter denselben Bedingungen betrieben werden. Dieses Konzept ist ausschließlich bei der Fabrikationstechnik für integrierte Schaltungen anwendbar, da dieser Herstellungsprozeß Komponenten mit ausgezeichneter thermischer und elektrischer Anpassung und Gleichlauf liefert.
Die Schaltung in *Bild 9.44* enthält einen Referenzverstärker und einen Eingangsverstärker, wobei der Referenzverstärker dazu dient, die Schwellspannung für den Eingangsverstärker zu liefern. Es besteht ein Verhältnis von 1:1 zwischen der zugeführten Referenzspannung U_{ref} und dem nominellen Differenzeingangs-Schwellspannungspegel U_T. Die Arbeitsweise ist wie folgt:
Die Kollektor-Referenzspannung wird durch die Referenz-Eingangsspannung gesteuert. Die zweite Stufe des Referenzverstärkers, bestehend aus Q_7, Q_6 und Q_5, arbeitet

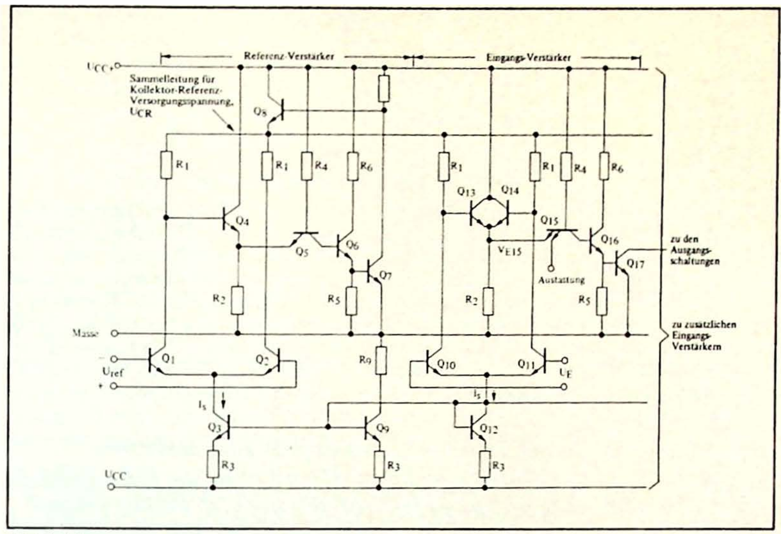


Bild 9.44
Grundlegende Schaltung der Schaltungen der Serie 7520

mit einer Gegenkopplungsschleife, welche die zweite Stufe in einem linearen Arbeitsbereich für alle interessierenden Referenz-Eingangsspannungen hält. Die Kollektor-Referenzspannung und Eingangs-Referenzspannung hängen durch folgende Gleichung zusammen:

$$U_{CR} = U_{BE7} + U_{BE6} - U_{offsets} + I_s R_1 \left(\frac{1}{1 + e^{U_{ref}/26}} \right) + U_{BE4} \qquad (1)$$

Der Eingangsverstärker ist identisch mit dem Referenzverstärker, mit Ausnahme daß:

1. Seine zweite Stufe keine Gegenkopplung besitzt.
2. Ein zusätzlicher Emitterfolger-Transistor am Ausgang der ersten Stufe das Eingangssignal gleichrichtet und deshalb eine bipolare Schwellspannung liefert.

Die zweite Stufe des Eingangsverstärkers (und ebenso des Referenzverstärkers) stellt ein Logikgatter dar, das einen Logik-Schwellspannungspegel von annähernd $2U_{BE}$ besitzt, wie in *Bild 9.45* durch seine Übertragungskennlinie dargestellt ist. Das Gatter hat eine hohe Spannungsverstärkung, wie aus dem steilen Übergangsbereich ersichtlich ist. Der Eingangs-Schwellspannungspegel des Gatters, U_{E15} kann geschrieben werden als:

$$U_{E15} = U_{BE17} + U_{BE16} - U_{offset15} \qquad (2)$$

Der Bereich der Werte von U_{E15}, die den Ausgang des Gatters im Übergangsbereich

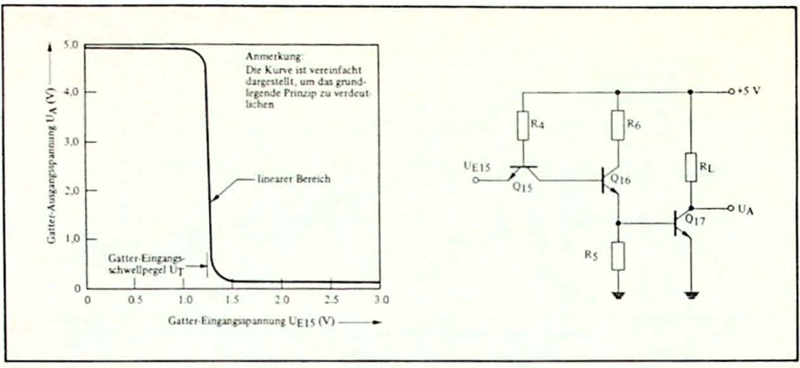


Bild 9.45
Übergangskennlinie eines TTL-Gatters

halten, ist sehr schmal infolge der hohen Spannungsverstärkung des Gatters.

Die Amplitude der Eingangsspannung (U_E), die erforderlich ist, um den Ausgang des Gatters auf den Schwellspannungspegel der Logik zu bringen, ist definitionsgemäß der Differenz-Schwellspannungspegel U_T. Für diese Bedingung muß der Eingang des Gatters auf dem Logik-Schwellspannungspegel liegen, der durch die Gleichung (2) definiert wird. Für jeden Wert von U_E kann die Spannung U_{E15} durch folgende Gleichung ausgedrückt werden:

$$U_{E15} = U_{CR} - I_s R_1 \left(\frac{1}{1 + e^{U_{ref}/26}} \right) - (U_{BE13} \text{ oder } U_{BE14}) \tag{3}$$

Wenn $U_E = U_T$, können die Ausdrücke (2) und (3) gleichgesetzt werden, um U_{CR} zu bestimmen. Das Einsetzen von U_{CR} in Gleichung (1) ergibt:

$$U_{BE7} + U_{BE6} - U_{offset5} + U_{BE4} + I_s R_1 \left(\frac{1}{1 + e^{U_{ref}/26}} \right)$$

$$= U_{BE17} + U_{BE16} - U_{offset15} + (U_{BE13} \text{ oder } U_{BE14}) + I_s R_1 \left(\frac{1}{1 + e^{U_{E}/26}} \right) \tag{4}$$

Für integrierte Schaltungen kann man annehmen, daß die Parameter ähnlicher Transistoren aufeinander abgestimmt sind, so daß sich Gleichung (4) reduziert auf:

$$U_E = U_{ref} \tag{5}$$

Da angenommen wurde, daß die Gleichung (4) die Bedingungen definiert, bei welcher der Ausgang des TTL-Gatters auf dem Schwellpegel der Logik liegt, ist der Wert von U_E gleich U_T, oder $U_E = U_T = U_{ref}$. Daher ist der Schwellspannungs-Pegel gleich der zugeführten Referenzspannung U_{ref}.

Infolge der hohen Gesamtverstärkung des Eingangsverstärkers ist nur eine kleine Än-

derung der Amplitude der Eingangsspannung erforderlich, um den Gatterausgang von einem Logikpegel zum anderen zu schalten. Eine genaue Betrachtung der Gleichung (3) für eine gegebene Referenzspannung zeigt, daß für die angegebenen Bedingungen folgende Ergebnisse auftreten:

a) $U_E < U_{ref}$: Gatterausgang abgeschaltet

b) $U_E = U_{ref}$: Gatterausgang im linearen Bereich

c) $U_E > U_{ref}$: Gatterausgang im Sättigungsbereich

Es ist zu beachten, daß Betriebsspannungen nicht in den Gleichungen enthalten sind. Änderungen der Betriebsspannungen ergeben gleichartige Änderungen in den Referenz- und Eingangsverstärkern. Wenn die ähnlichen Komponenten in den Verstärkern einander angepaßt sind, so verursachen diese Änderungen keine Abweichungen des Eingangs-Schwellspannungs-Pegels. Eine Änderung der negativen Betriebsspannung U_{CC-} ändert beispielsweise die Größe des Stromes der Stromquelle des Referenzverstärkers, welches eine Änderung der Größe der Kollektor-Referenzspannung U_{CR} bewirkt, wie durch die Gleichung (1) ausgedrückt wird. Es wird jedoch auch eine ähnliche Änderung in der Stromquelle des Eingangsverstärkers hervorgerufen. Gleichung (4) zeigt, daß sich die Ströme aufheben, solange sie gleich groß sind und die Schwellspannung bleibt annähernd gleich der Referenzspannung U_{ref}.

In gleicher Weise werden auch Änderungen der Eigenschaften des Eingangsverstärkers infolge von Temperaturänderungen durch ähnliche Änderungen im Referenzverstärker kompensiert. Zum Beispiel ist die Schwellspannung des TTL-Gatters doppelt so empfindlich gegenüber Temperaturänderungen wie U_{BE}, d.h. etwa –3,6 mV/°C. Eine ähnliche Stufe im Referenzverstärker hat eine identische Temperaturabhängigkeit, wodurch diese Änderung kompensiert wird.

Für integrierte Schaltungen kann eine ausgezeichnete Anpassung der Komponenten angenommen werden. In der vorausgehenden Analyse wurde angenommen, daß sowohl die Widerstände wie die Transistorparameter einander gleichen und die Stromverstärkung der Transistoren so groß ist, daß die Basisströme vernachlässigt werden können. Ebenso wurde die Änderung der Parameter mit der Temperatur und Strombelastung als ideal angenommen.
In der Praxis müssen jedoch notwendigerweise einige Abweichungen in der Anpassung der Komponenten zugelassen werden, sogar bei integrierten Schaltungen. Der Hauptgrund für Abweichungen der Schwellspannung (U_T) und Referenzspannung (U_{ref}) wird durch normale Differenzeingangs-Offset-Spannungen und der Verstärkung der Eingangsverstärker hervorgerufen. Mit einem sorgfältigen Entwurf der integrierten Schaltung kann jedoch eine ausgezeichnete Anpassung der Komponenten erreicht werden.
Der Referenzverstärker kann verwendet werden, um die Kollektor-Referenzspannung gleichzeitig für mehrere Eingangsverstärker zu liefern. Dies gestattet die gleichzeitige Einstellung des Schwellspannungs-Pegels mehrerer Eingangsverstärker. Der Transistor Q_8 sichert ausreichende Steuerleistung für den Referenzverstärker.

Der Eingangsverstärker enthält einen Austasteingang, um einen zweiten Emitteranschluß am Eingangstransistor (Q_{15}) der zweiten Stufe des TTL-Gatters zu erhalten. Das verstärkte Eingangssignal und das Austastsignal muß gleichzeitig über dem Eingangs-Schwellpegel ($2U_{BE}$) des TTL-Gatters liegen, bevor der Gatterausgang in die Sättigung geht. Die Einführung der Austast-Funktion an diesem Punkt hat mehrere Vorteile:

1. Der Logik-Schwellpegel der Austastung ist kompatibel mit TTL- oder DTL-Pegeln.
2. Wenn der Austast-Eingang inaktiv ist, blendet er Überlastsignale, die an den Lese-Eingängen anliegen, aus und bewirkt zusätzlich eine Erholzeit des Leseverstärkers.
3. Die Verzögerungszeiten vom Austast-Eingang zum Ausgang des Gatters und vom Leseeingang zum Gatterausgang sind sehr genau bekannt und gestatten eine präzise Einstellung der zeitlichen Lage der Austastung.
4. Der Austast-Eingang belastet den Ausgang des Eingangsvorverstärkers nicht.

Der Eingangs- oder Leseverstärker kann daher direkt von gesättigten Standard-TTL- oder DTL-Gattern getastet werden. Die zweite Stufe des Referenzverstärkers wird nicht getastet. Der Transistor Q5 ist zur Einhaltung des Konzeptes des Verstärkers mit angepassten Komponenten vorgesehen. In einer Schaltungsanwendung mit mehr als einem Eingangsverstärker kann jeder unabhängig oder mehrere parallel ausgetastet werden.

9.3.3 Beschreibung der Schaltungen

In der *Tabelle 9.7* sind die meisten der von Texas Instruments erhältlichen Leseverstärker aufgezählt. Die grundlegende Funktion, Typennummer, Temperaturbereich und Gehäusebezeichnung ist aufgeführt. Die Liste der Schaltungstypen zeigt die vielfältigen Anwendungen durch die große Anzahl von Herstellern von Kernspeichern. Zusätzlich zu den speziellen Daten bietet jede Schaltung folgende Vorzüge:

Zweikanalbetrieb
Hohe Geschwindigkeit (typisch > 20 MHz)
Kurze Erholzeiten (typisch < 20 ns)
Unterscheidung von Zeit und Amplitude von Eingangssignalen
Schmaler Bereich der Ungenauigkeit der Schwellspannung (typisch < 1 mV)
Hoher Rauschspannungsabstand (typisch 1 V)
TTL- oder DTL-kompatible Ausgänge
Standard-Logik-Betriebsspannungen (± 5 V)

SN 7520, SN7521 Leseverstärker

Bild 9.46 zeigt das Funktions-Blockschaltbild der Leseverstärker SN 7520 und SN 7521. Sie enthalten einen Zweikanal-Eingangsverstärker mit unabhängigen Austasteingängen. Die Ausgänge der beiden Lesekanäle sind in einer gemeinsamen Ausgangsschaltung zusammengefaßt, die aus zwei hintereinander geschalteten TTL-Gattern besteht und komplementäre Ausgangs-Logikpegel liefert, die mit Standard-TTL-Schaltungen kompatibel sind. Jedes Gatter hat einen externen Eingang, wodurch sich zusätzliche Ausgangsvariationen ergeben. Die Ausgangsgatter können als Teil der Logikschaltung verwendet werden, indem sie in Form einer Flipflop-Speicherschaltung mit einem externen Rücksetzeingang verbunden werden. Mit einer kapazitiven Kopplung kann man die Ausgangsgatter auch zur Impulsdehnung einsetzen.

Eine einzige Referenz-Ausgangsspannung wird zur gleichzeitigen Einstellung der Eingangs-Schwellspannungspegel verwendet, wodurch die Ansprechschwelle des Lese-

Funktion	Temperaturbereich		Gehäuse
	−55 °C bis 125 °C	0 °C bis 70 °C	
Zweikanal, Ausgang mit offenem Kollektor	SN5522		J, JA
		SN7522	J, N
	SN5523		J, JA
		SN7523	J, N
Zweikanal, komplementäre Ausgänge	SN5520		J, JA
		SN7520	J, N
	SN5521		J, JA
		SN7521	J, N
Zweikanal mit Ausgangsregister		SN7526	J, N
		SN7527	J, N
Zweikanal, getrennte Ausgänge	SN5524		J, JA
		SN7524	J, N
	SN5525		J, JA
		SN7525	J, N
	SN55234		J, JA
		SN75234	J, N
	SN55235		J, JA
		SN75235	J, N
Zweikanal, mit Ausgängen mit offenem Kollektor	SN55232		J, JA
		SN75232	J, N
	SN55233		J, JA
		SN75233	J, N
Zweikanal mit Testpunkten	SN5528		J, JA
		SN7528	J, N
	SN5529		J, JA
		SN7529	J, N
	SN55238		J, JA
		SN75238	J, N
	SN55239		J, JA
		SN75239	J, N
Zweikanal, mit Datenregister und Ausgangspuffern	SN55236		SB
		SN75236	SB
	SN55237		SB
		SN75237	SB

Tabelle 9.7
Leseverstärker Serie 7520

verstärkers den verschiedensten Speicheranwendungen angepaßt werden kann.

Der SN 7520 und SN 7521 wird in einem 16poligen Dual-in-Line Plastik- oder Keramikgehäuse gefertigt, dessen Anschlußbelegung in *Bild 9.46* gezeigt ist. Die elektrischen Daten des SN 7520 und SN 7521 sowie anderer Produkte sind in den entsprechenden Datenblättern enthalten. Die Schaltung jeder Type wird ebenfalls in den Datenblättern dargestellt.

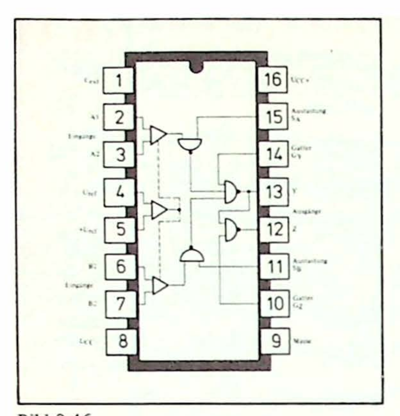


Bild 9.46
SN 7520, SN 7521 Funktions-Schaltbild
und Anschlußbelegung

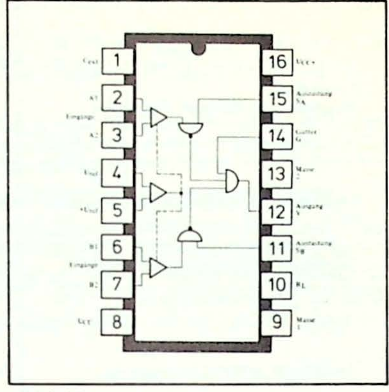


Bild 9.47
SN 7522, SN 7523 Funktions-Schaltbild
und Anschlußbelegung

SN 7522, SN 7523 Leseverstärker

Das Funktions-Blockschaltbild des SN 7522 und SN 7523, welche ebenfalls Zweikanal-Lesevorverstärker mit unabhängiger Austastung jedes Kanals enthalten, ist in *Bild 9.47* gezeigt. Die Ausgänge der beiden Lesekanäle sind in einem zweifach-invertierenden Ausgangsgatter mit offenem Kollektor zusammengefaßt. Dieser Ausgang kann in der bekannten Wired-AND-Funktion mit anderen SN 7522/23, SN 7520/21 oder Logikgattern mit Wired-AND-Möglichkeit, wie die meisten DTL-Gatter und das TTL-Gatter SN 7401, geschaltet werden. Diese Wired-AND-Möglichkeit gestattet die Einfügung weiterer Logikmöglichkeiten ohne zusätzliche Gatter-Verzögerungszeiten. Ein interner Belastungswiderstand ist im SN 7522 und SN 7523 enthalten, der als Pull-Up-Widerstand für den Kollektor verwendet werden kann, falls die entsprechende Anwendung dies erfordert. Die Verbindung vom Widerstand zum Ausgangskollektor erfolgt extern. Mit einer einzigen Referenz-Eingangsspannung wird der Schwellspannungs-Pegel beider Eingangsleseverstärker eingestellt. Diese Leseverstärker können mit dem SN 7520 und SN 7521 äußerst vielseitig eingesetzt werden.

SN 7524, SN 7525 Leseverstärker

Das Funktions-Blockschaltbild des SN 7524 und SN 7525 sieht man in *Bild 9.48*. Im Gegensatz zu den Leseverstärkern SN 7520/21 und SN 7522/23 besteht der SN 7524 und SN 7525 aus zwei getrennten Einzelvorverstärkern. Infolge seiner grundlegenden Eigenschaften und Schnelligkeit gehört er heutzutage zu den verbreitetsten Leseverstärkern.
Jeder Leseeingangskanal kann unabhängig getastet werden. Die Ausgangsschaltung jedes Kanals bildet eine einfache TTL-Gatteranordnung mit einem hohen Fanout. Der SN 7524 und SN 7525 wurden speziell für die Anwendung in kleinen Kernspeichern entwickelt, bei denen Leistung und Kosten entscheidende Faktoren sind.

Mit einer einzigen Referenz-Eingangsspannung wird die Ansprechschwelle beider Kanäle eingestellt. Der SN 7524 und SN 7525 werden in 16poligen Dual-in-Line-Gehäu-

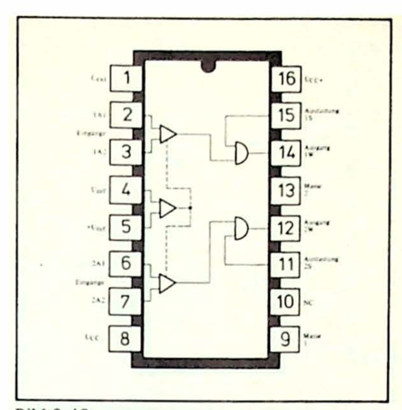


Bild 9.48
SN 7524, SN 7525 Funktions-Schaltbild
und Anschlußbelegung

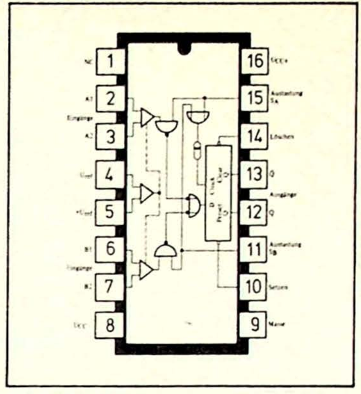


Bild 9.49
SN 7526, SN 7527 Funktions-Schaltbild
und Anschlußbelegung

sen hergestellt, deren Anschlußschema in *Bild 9.48* gezeigt wird.

SN 7526, SN 7527 Leseverstärker

Das Funktions-Blockschaltbild des SN 7526 und SN 7527 sieht man in *Bild 9.49.* Diese Schaltung ist ein Zweikanal-Leseverstärker, bei dem die Vorverstärker mit einem D-Flipflop mit Rücksetz- (clear) und Setz- (preset) Anschlüssen verbunden sind. Eine Verzögerung zwischen den Austast-Eingangsanschlüssen und dem Takteingang des Flipflop sorgt dafür, daß die Daten am D-Eingang des Flipflop vor dem Taktsignal vorhanden sind. Jeder Kanal kann unabhängig getastet werden. Das 16polige Dual-in-Line-Gehäuse und das Anschlußschema für den SN 7526 und SN 7527 ist in *Bild 9.49* dargestellt.

SN 7528, SN 7529 Leseverstärker

Die Anschlußbelegung und das Blockschaltbild dieser Verstärker ist in *Bild 9.50* dargestellt. Diese Schaltung besitzt zwei getrennte Einkanal-Vorverstärker in einem gemeinsamen Gehäuse. Der Ausgang jedes Verstärkers ist als Testpunkt zugänglich, an dem das verstärkte Kernsignal beobachtet werden kann, um die exakte zeitliche Lage der Austastung zu bestimmen. Bei der Verwendung dieser Schaltung muß darauf geachtet werden, daß am Testpunkt keine Kopplung mit dem Austastsignal oder anderer Streusignale stattfindet, ebenso muß eine übermäßige Belastung des Testpunktes vermieden werden. Sowohl Kopplung wie Belastung des Testpunktes würden eine Änderung der Ansprechspannung dieser Schaltung bewirken. Die Ausgangsschaltung jedes Kanales bildet ein einfaches TTL-Gatter mit einem hohen Fanout.

SN 75232, SN 75233 Leseverstärker

Bild 9.51 zeigt das Blockschaltbild und die Anschlußbelegung der Schaltungen SN 75232 und SN 75233, die dem SN 7524 und SN 7525 stark ähneln, jedoch mehrere zusätzliche Vorteile bieten. Sie sind intern kompensiert und die Ausgangsgat-

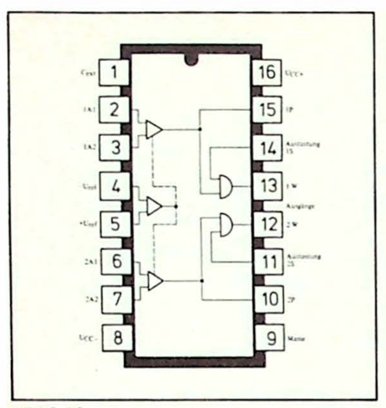


Bild 9.50
SN 7528, SN 7529 Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung

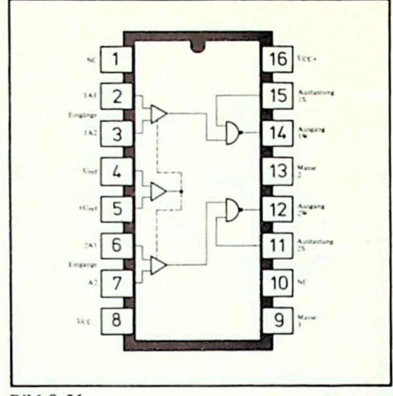


Bild 9.51
SN 75232, SN 75233 Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung

ter haben Kollektoren mit offenem Ausgang, wodurch zwei oder mehr Gatterausgänge in einer Wired-AND-Schaltung verbunden werden können.

Die Einführung von invertierenden anstelle nichtinvertierender Ausgangsgatter in diesen Schaltungen beseitigen die Notwendigkeit externer Inverter für die Anwendung in den meisten Systemen. Die Leseverstärker SN 75232 und SN 75233 sind in 16poligen J- oder N-Dual-in-Line-Gehäusen erhältlich.

SN 75234, SN 75235 Leseverstärker

Bild 9.52 zeigt das grundlegende Blockschaltbild und das Anschlußschema für diese Schaltungen. Die grundlegende Schaltung ist dieselbe wie die des SN 7524 und SN 7525, jedoch mit zwei wichtigen Ausnahmen: 1. Sie benötigen keinen externen Kondensator, da sie intern kompensiert sind. 2. Die Ausgangsgatter sind invertierende (NAND-) Gatter, wodurch sich externe Inverter für die meisten Systemanwendungen erübrigen.

SN 75236, SN 75237 Leseverstärker

Bild 9.53a zeigt das Blockschaltbild für diese Schaltungen. Sie wurden ursprünglich als SN 55236 für militärische Anwendungen entwickelt und zeichnen sich durch eine Reihe von Eigenschaften aus, die in den meisten Leseverstärkern nicht zu finden sind. Diese sind:

Typische Empfindlichkeit der Schwellspannung ± 2 mV

Niedriger Leistungsverbrauch

Interner Abschwächer für die Referenzspannung

TTL-kompatible Ein- und Ausgänge

Intern kompensiert

Möglichkeit zur Zuführung externer Daten

Zugänglichkeit der Pufferausgänge

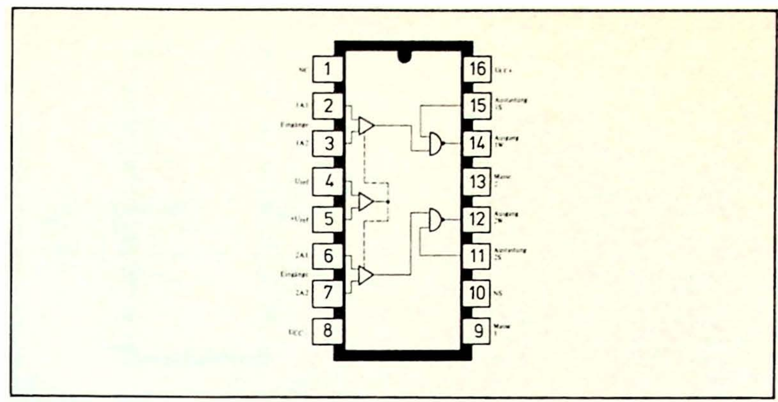


Bild 9.52
SN 75 234, SN 75235 Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung

Diese und andere Eigenschaften machen diese Schaltungen besonders geeignet für komplexe und kompakte Speichersysteme, die wenig Leistung verbrauchen und vielseitige Ausgangsmöglichkeiten besitzen. *Bild 9.53* zeigt die Anschlußbelegung des 24poligen Flachgehäuses.

SN 75238, SN75239 Leseverstärker

Das Blockschaltbild der Leseverstärker SN 75238 und SN 75239 ist in *Bild 9.54* zu sehen. Die grundlegende Funktion dieser Schaltung ist die gleiche wie die des SN 7528 und SN 7529, sie besitzen jedoch folgende Vorzüge:

Keine externe Kompensation erforderlich

Interne invertierende (NAND-) Ausgangsgatter

Bild 9.54 zeigt ferner die Anschlußbelegung und Gehäuseform dieser Gatter.

9.3.4
Verhalten und Stabilität-Eigenschaften

Überlegungen zum Differenzeingangs-Schwellspannungspegel.

Der Differenzeingangs-Schwellspannungspegel U_T der Leseverstärker der Serie 7520 ist der Spannungspegel, der erforderlich ist, um den Logikausgang auf den Logikschwellpegel für eine vorgegebene Referenzspannung zu bringen. Der nominelle Schwellspannungspegel soll gemäß der Schaltungsentwicklung gleich groß wie die zugeführte Referenzspannung sein, wie dies in *Bild 9.55* dargestellt ist. Typische Kennlinien (Abhängigkeit des Logikausganges von der Differenzeingangsspannung) dieser Schaltungen sind in *Bild 9.56* und *9.57* dargestellt.
Mehrere Faktoren beeinflussen den tatsächlichen Schwellspannungspegel für einen gegebenen Vorverstärker. Diese Faktoren sind die Betriebsspannung, Temperatur,

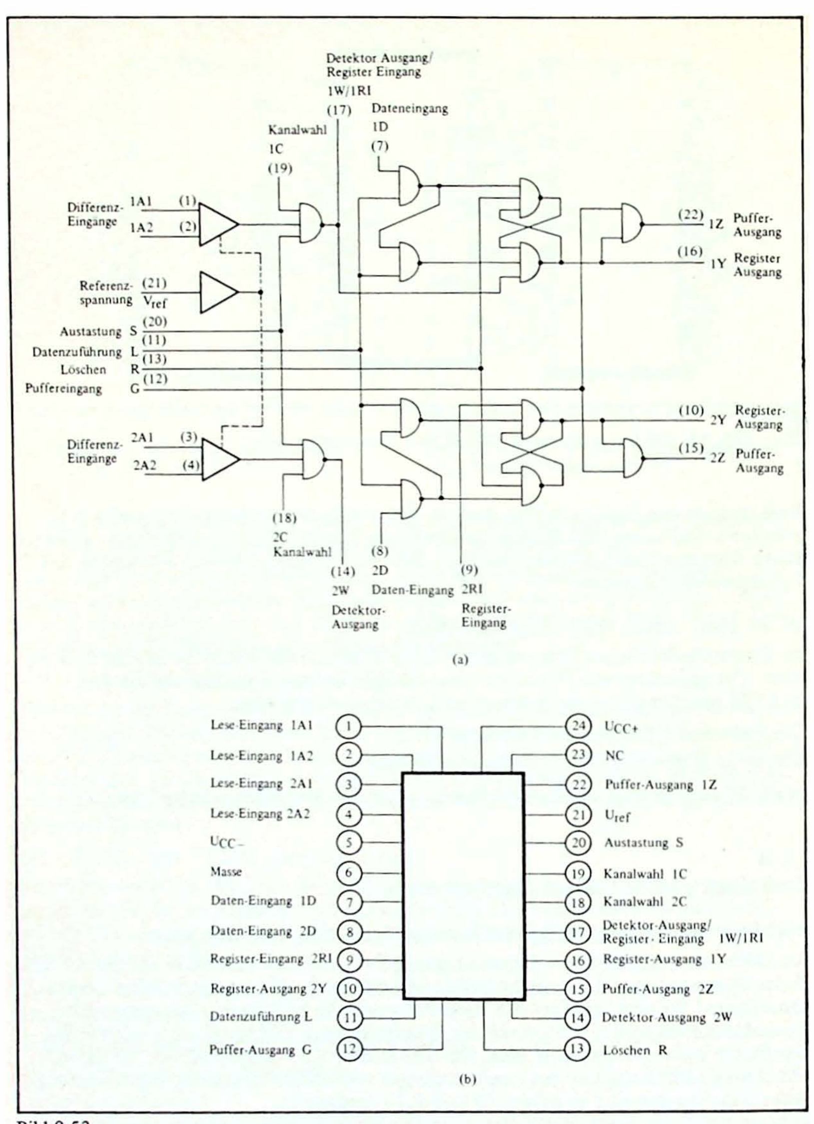


Bild 9.53
SN75236, SN75237 Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung

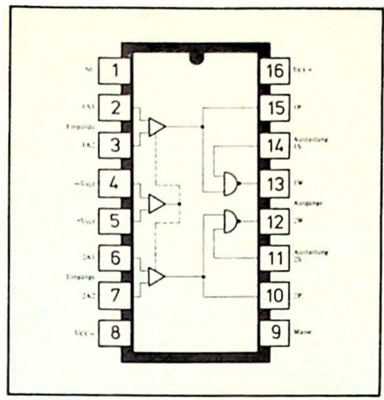


Bild 9.54
SN 75238, SN 75239 Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung

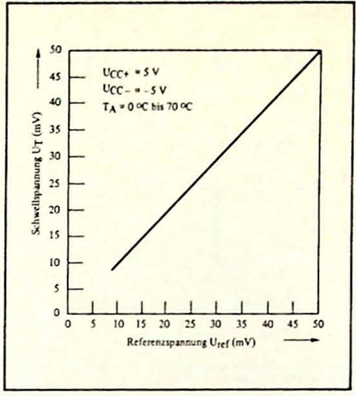


Bild 9.55
Schwellspannung in Abhängigkeit von der Referenzspannung

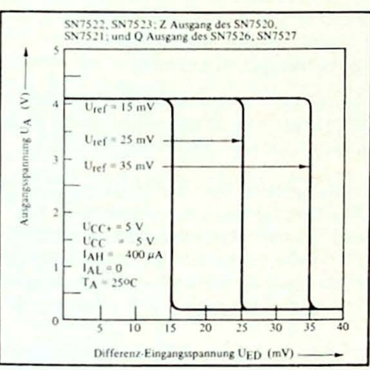


Bild 9.56
Typische Übertragungskennlinie

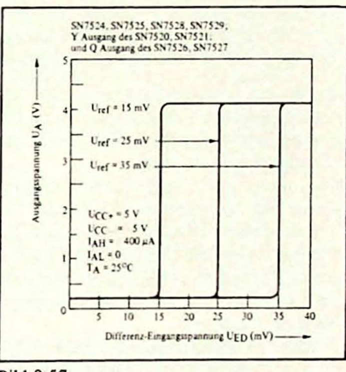


Bild 9.57
Typische Übertragungskennlinie

normale Differenzeingangs-Offsetspannungen etc. Die Angaben aus den Datenblättern für den Schwellspannungspegel für die Serie 7520 sind vor allem nützlich im normalen Bereich der Ausgangssignale von Speichern. Die Grenzen der Schwellspannungspegel gelten für Referenzspannungspegel von 15 mV und 40 mV. Obwohl diese Grenzen nur für die Referenzspannungen von 15 mV und 40 mV garantiert werden, kann dasselbe Referenzspannungs-/Schwellspannungs-Verhältnis für die Referenzspannungspegel von etwa 10 bis 60 mV bei der Mehrzahl dieser Schaltungen angenommen werden. Die schrägen Linien in *Bild 9.58* und *9.59* zeigen diese angenommenen Grenzen für diese Schaltungen.

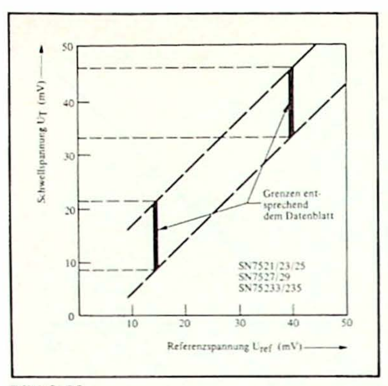


Bild 9.58
Schwellspannungsgrenzen in Abhängigkeit von der Referenzspannung

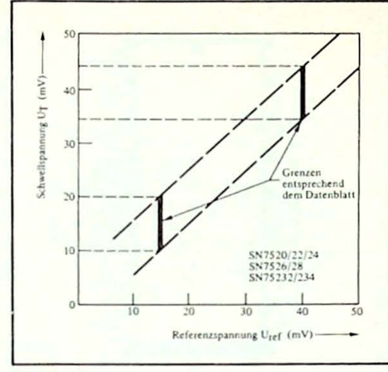


Bild 9.59
Schwellspannungsgrenzen in Abhängigkeit von der Referenzspannung

Wie durch diese Diagramme und Datenblatt-Spezifikationen gezeigt wird, ist der Zusammenhang zwischen Schwell- und Referenzspannung $U_T = U_{ref} \pm 4$ mV für $U_{ref} = 15$ oder 40 mV für die Schaltungen mit geradzahligen Nummern und $U_T = U_{ref} \pm 7$ mV für die Schaltungen mit ungeradzahligen Nummern.

Die engsten Grenzen findet man bei den Schaltungen mit geradzahligen Nummern, während weitere Grenzen bei den restlichen Schaltungen vorliegen. Die beiden Ausnahmen hierbei sind natürlich die Schaltungen SN 75236/37, die beide für höhere Leistungen gedacht sind.
Die Änderung des Schwellspannungspegels in Abhängigkeit von der Betriebsspannung ist eine sehr wesentliche Überlegung bei der Entwicklung von Leseverstärkern. Die Verstärkerserie 7520 mit ihren aufeinander abgestimmten Komponenten bietet eine extreme Unempfindlichkeit der Daten gegenüber Änderungen der Versorgungsspannungen. Typische Änderungen des Schwellspannungspegels für Referenzspannungen von 15 und 40 mV bis zu Änderungen der Spannungsversorgung von ± 10% sind in *Bild 9.60* dargestellt.
Obwohl die Schaltungen der Serie 7520 für die Verwendung an Betriebsspannungen von ± 4,75 bis ± 5,25 V spezifiziert sind, um mit der digitalen TTL-Serie kompatibel zu sein, sind sie über einen großen Bereich von Versorgungsspannungen verwendbar.

Eine andere wichtige Überlegung ist die Drift des Schwellspannungspegels mit der Temperatur. Die typischen Schaltungen der Serie 7520 zeigen weniger als 15 μV Abweichung des Schwellspannungspegels je Grad Celsius Änderung der Umgebungstemperatur, bedingt durch die normale Drift der Differenzeingangs-Offsetspannung des Referenz- und Eingangsvorverstärkers. Diese niedrige Drift ergibt einen nahezu völlig flachen Verlauf des Schwellspannungspegels über den spezifizierten Temperaturbereich von 0 bis +70 °C. Wenn jedoch ein größerer Temperaturkoeffizient erwünscht ist, wie es bei speziellen Speicherentwicklungen erforderlich ist (beispielsweise bei der Verwendung unkompensierter Kerne) so kann eine einfache Referenzspannungsschaltung verwendet werden, um den geeigneten Temperaturkoeffizienten einzuführen.

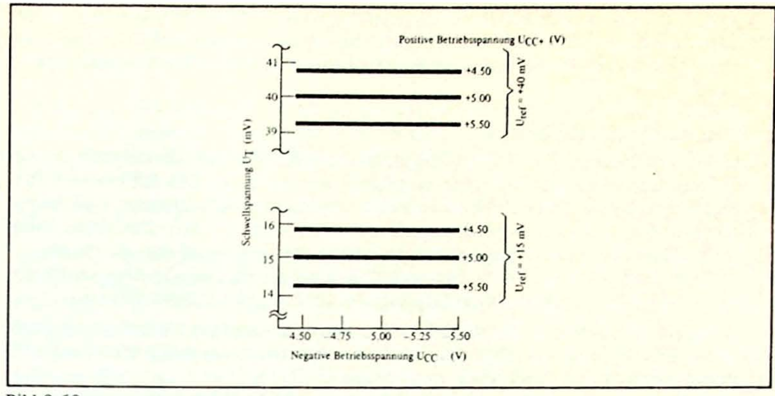


Bild 9.60
Schwellspannung als Funktion der Betriebsspannungen

Die meisten Entwicklungen von Leseverstärkern, entweder integriert oder konventionell, benützen eine kapazitive Kopplung um Driftprobleme der Schwellspannung infolge von Änderungen der Eingangsvorspannungen auszuschalten. Mit der kapazitiven Kopplung ist jedoch eine unvermeidliche Verschiebung des Schwellspannungspegels mit der Frequenz und durch die Erholzeit infolge starker Übersteuerung verbunden. Die Schaltungen der Serie 7520 benützen durchgehend Gleichspannungskopplung, bei welcher die Drift der Vorspannungspegel durch die einander angepaßten Referenz- und Eingangsverstärker kompensiert wird. Die resultierende Schaltung hat einen ausgezeichneten Frequenzgang der Schwellspannung, wie in *Bild 9.61* dargestellt ist.

Diese Kurve, die mit einem sinusförmigen Eingangspegel erstellt wurde, zeigt, daß der gesamte geradlinige Frequenzgang der Schwellspannung größer als 15 MHz ist. Die obere Frequenzgrenze wird vor allem durch die Signalverzögerungszeiten bestimmt. Da die meisten Koinzidenzstrom-Speicher bei Eingangs-Wiederholungsfrequenzen von 3 MHz oder weniger arbeiten, sind die Schaltungen der Serie 7520 mit nahezu jeder Kernspeicher-Anordnung zu verwenden.
Der breite Frequenzbereich des Vorverstärkers resultiert in einer minimalen Signalverzögerung und einer guten Wiedergabe der Spannungsform der zugeführten Eingangsspannung am Ausgang. Da dieser Ausgang direkt einem Eingang des Austast-

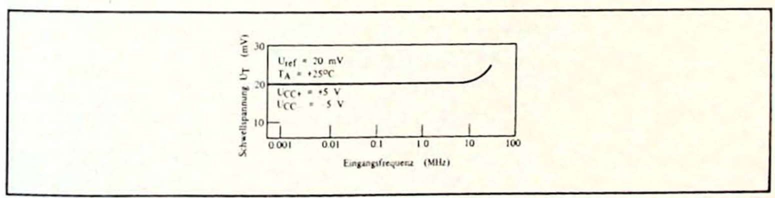


Bild 9.61
Abhängigkeit der Schwellspannung von der Frequenz

Gatters zugeführt wird (der andere Eingang ist der Austast-Eingang), kann die Lage des Tastimpulses in Hinblick auf den Eingangsimpuls genau eingestellt werden. Dies ist eine sehr wichtige Überlegung in der Festlegung des Zeitablaufes des gesamten Systemes.

Differenzeingangs-Parameter

Verschiedene Parameter des Differenzeinganges beeinflussen die Genauigkeit, mit der der Schwellpegel eines Leseverstärkers eingestellt werden kann. Die Referenz- und Eingangsverstärker der Serie 7520 haben Differenzeingangs-Schaltungen. Für diese Eingänge muß ein Gleichstrompfad vorgesehen werden, um die erforderlichen Ruheströme zuführen zu können. Bei den Anwendungen der Leseverstärker ist dieser Gleichstrom normalerweise durch die niederohmigen (25 bis 200 Ω) Abschlußwiderstände R_T der Leseleitung an jedem Eingangsanschluß gegeben (siehe *Bild 9.62*).

Der Referenzverstärker benötigt ebenfalls eine gleichstrommäßige Verbindung gegen Masse für jeden Eingangsanschluß. Dies wird normalerweise durch die Referenzspannungsquelle bewirkt und wird später besprochen.
Der typische Eingangsruhestrom der Schaltungen der Serie 7520 liegt im 25- bis 50-μA-Bereich, abhängig von der Umgebungstemperatur. Die typischen Änderungen des Eingangsruhestromes als Funktion der Temperatur sind in den Datenblättern angegeben.
Die Spezifikation im Datenblatt für die Eingangsruheströme der Referenz- und Leseeingangsanschlüsse beträgt 75 μA über einen Temperaturbereich von 0 bis 75 °C. Bei der Benützung von Leseverstärkern mit niedrigen Anpassungswiderständen sind die Auswirkungen der Eingangsruheströme im spezifizierten Bereich relativ unbedeutend, vorausgesetzt sie sind für einen gegebenen Verstärker ordnungsgemäß eingestellt. Der Eingangsoffsetstrom I_{OE}, oder die Differenz der Eingangsruheströme für einen gegebenen Verstärker variiert gemäß den Datenblättern.
Infolge des typischen niedrigen Eingangs-Offsetstromes von 0,5 μA wird kein Maximum angegeben. Eine genaue Betrachtung zeigt, daß annähernd 98% der Verstärker innerhalb einer Grenze von 10 μA liegen.
Ein anderer Parameter, der meist nicht mit den Spezifikationen der Serie 7520 angegeben wird, ist der Offset der Schwellspannung U_{TO} oder die Differenz in den Schwellspannungspegeln eines gegebenen Verstärkers für Signale mit entgegengesetzter Polarität. Der Offset der Schwellspannungen ist typisch 0,5 mV. Anstatt eine Spezifikation des Offsets der Schwellspannung in das Datenblatt aufzunehmen, die eine schwierige Messung und Berechnung erfordern würde, sind die Auswirkungen der

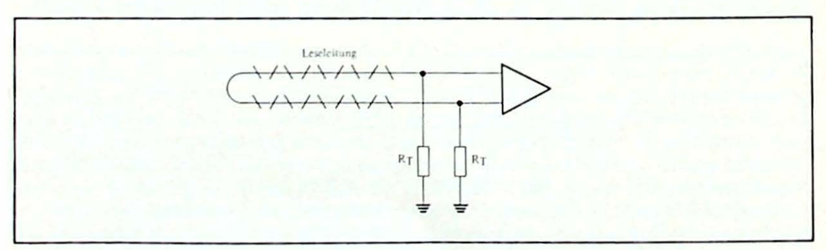


Bild 9.62
Zuführung des Eingangsruhestromes über die Abschlußwiderstände

Offsetspannung in den Spezifikationen der Schwellspannungen enthalten. Die Ergebnisse der Bestimmung der Schwellspannung zeigen, daß die Offsetspannung relativ unabhängig vom Schwellspannungspegel im spezifizierten Bereich von 15 bis 40 mV ist.
Ein Faktor, der hinsichtlich des Offsets der Schwellspannung zu beachten ist, stellt eine Fehlanpassung der externen Abschlußwiderstände dar. Der Fehler ist annähernd gleich dem Produkt des durchschnittlichen Eingangsruhestromes und der Widerstands-Fehlanpassung:

$$U_E \approx (R_{T1} - R_{T2}) I_E$$

Dieser Fehler ist normalerweise unbedeutend für ordnungsgemäße Anpaßwiderstände (1%) gegen Masse im Bereich von 20 bis 200 Ω
Ein ernsteres Problem, das mit einer Fehlanpassung verbunden ist, ist die Verschlechterung der Gleichtaktunterdrückung am Leseeingang. Die Leseverstärker der Serie 7520 unterdrücken normalerweise ein Gleichtaktsignal von mehr als 1 V. Eine Fehlanpassung in den Abschlußwiderständen kann ein Differenzsignal an den Leseeingängen ergeben, die das eigentliche Lesesignal verringert.
Als Beispiel für die Bedeutung aufeinander abgestimmter Anpaßwiderstände, sei angenommen, daß eine Leitung mit einem hohen Signalpegel (wie etwa die Austastleitung) nahe an einem Leseverstärker vorbeiführt, wie in *Bild 9.63* dargestellt ist. Ferner werde angenommen, daß diese Leitung ein Signal mit einer Anstiegszeit von 10 ns und einer Amplitude von 3 V führt, sowie die Koppelkapazität zu jedem Eingangsanschluß 2 pF beträgt. Für die Abschlußwiderstände von 100 Ω seien Ausführungen mit ± 5% Toleranz verwendet worden, so daß eine Fehlanpassung von 10 Ω vorliegen kann. Es kann nunmehr gezeigt werden, daß hierdurch ein Differenzsignal von etwa 6 mV am Verstärkereingang entsteht, so daß also Signale mit hohem Pegel unbedingt so gut wie möglich vom Leseeingang ferngehalten werden mussen. Verdrillte Leitungen von den Leseeingängen zum Speicher helfen die Rauschprobleme zu verringern, da sie nahezu nur Gleichtaktstörungen aufnehmen.
Gleichtaktsignale haben wenig Einfluß auf die Arbeitsweise der Schaltungen der Serie 7520 bis sie die Grenze des Dynamikbereiches für die Gleichtaktunterdrückung an den Eingängen erreicht haben. Entsprechende Versuche haben ergeben, daß bei 25 °C Gleichspannungstaktsignale bis +1,5 V und −2,5 V Änderungen des Schwellspannungspegels von weniger als 0,5 mV verursachen, so daß sie bei einer ordnungsgemäßen Speicherentwicklung nicht störend wirken.
Eine der Spezifikationen der Serie 7520 ist die Gleichtakt-Grenzspannung (common-

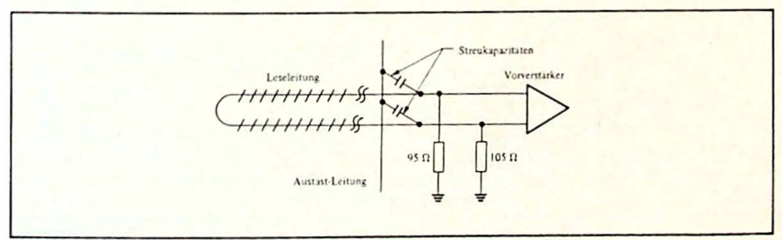


Bild 9.63
Durch Fehlanpassung können Rauschprobleme auftreten

mode firing voltage) U_{CMF}, die als diejenige Gleichtakt-Eingangsspannung definiert ist, die den Gleichtakt-Eingangsspannungsbereich überschreitet und falsche Ausgangssignale hervorruft. Die Datenblätter zeigen die typische U_{CMF} dieser Schaltungen als Funktion der Temperatur.
Die Erholzeit durch Übersteuerung ist von besonderer Bedeutung bei der Entwicklung von Leseverstärkern. Die Schaltungen der Serie 7520 haben ausgezeichnete Eigenschaften in dieser Hinsicht. Da normalerweise die Gleichtaktsignale die Grenzspannung U_{CMF} der Serie 7520 nicht übersteigen und daher keine Übersteuerung der Schaltungen hervorrufen, braucht man die Gleichtakt-Erholzeit nicht zu beachten. Die Erholzeit durch Übersteuerung mit Differenzsignalen kann aus *Bild 9.64* ersehen werden.
Gewöhnlich treten diese Differenz-Übersteuerungssignale in einem Hochgeschwindigkeitsspeicher wenigstens 50 ns vor dem Lesesignal auf und haben eine Amplitude bis zu 1000 mV. Die Schaltungen dieser Serie erholen sich in einer Weise, die in *Bild 9.64* dargestellt ist. Etwa 20 ns nach dem Abklingen des Übersteuerungssignals auf den Schwellspannungspegel des Leseverstärkers hat sich dieser erholt und arbeitet wieder normal. Erholzeiten bei Amplituden unter 500 mV sind geringer als die Kurve für 500 mV in diesem Diagramm zeigt. Da die Schaltungen der Serie 7520 nur eine einzelne Verstärkerstufe besitzen und vor dem Detektor getastet werden, um dessen Sättigung zu vermeiden, ergibt sich eine ausgezeichnete Erholzeit.

Parameter für die Logik-Anpassung

Die Leseverstärker der Serie 7520 sind so ausgelegt, daß sie mit den Digitalschaltun-

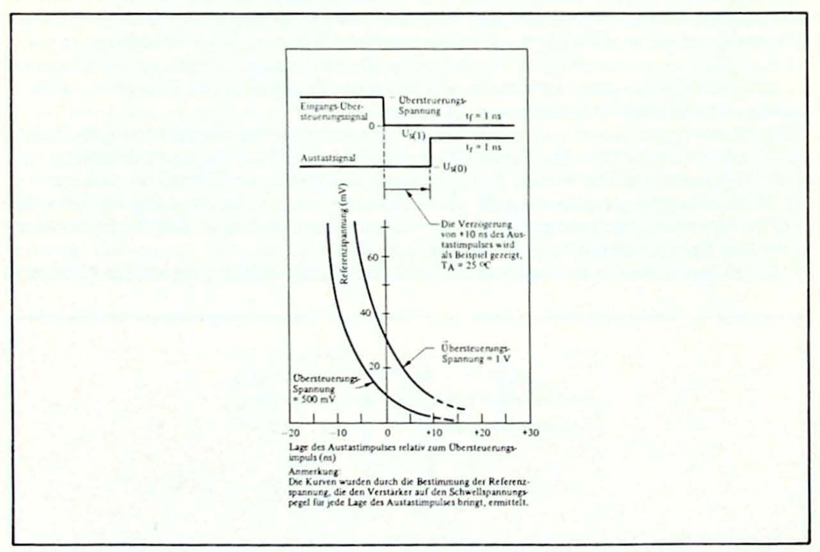


Bild 9.64
Erholzeit durch eine Differenz-Übersteuerungs-Spannung

gen der 74 TTL-Serie kompatibel sind. Alle Logikeingänge (d.h. Austast- und Gattereingänge) und Logikausgänge werden unter denselben Testbedingungen wie die Serie 74 geprüft, um diese Kompatibilität zu sichern.
Die Logikeingänge werden unter ungünstigsten Bedingungen geprüft, um zu sichern, daß nicht mehr als 1,6 mA aus dem Eingang bei einem log. "0"-Spannungspegel fließt. Ähnlicherweise wird jeder Eingang geprüft, damit nicht mehr als 40 μA in den Anschluß beim log. "1"-Pegel fließt. Die Ströme, die in die Eingangsanschlüsse fließen, werden als positive Werte definiert. Die Datenblätter zeigen typische Logik-Eingangsströme als Funktion der Logik-Eingangsspannung.

Die Kurve in *Bild 9.65* zeigt den typischen log. "0"-Eingangsstrom für die Austast- und Gattereingänge dieser Schaltungen als Funktion der Umgebungstemperatur. Das Ausgangsgatter des SN 7522 und SN 7523 hat eine doppelt-invertierende Anordnung, wodurch eine höhere Spannungsverstärkung als bei anderen Ausgangsgattern und dem Austastgatter der Leseverstärker erzielt wird, wie aus dem steileren Übergangsbereich ersichtlich ist. (*Bild 9.66*).
Jeder Ausgang wird überprüft um zu sichern, daß die Ausgangsspannung im log. "1"-Zustand nicht unter 2,4 V fällt. Diese Messung wird bei voller Strombelastung, niedrigstem U_{CC+} und 800 mV am Eingang durchgeführt. (400 mV mehr als der garantierte maximale Ausgangspegel für log. "0").

Ferner wird jeder Ausgang auf eine maximale Ausgangsspannung von 400 mV bei log. "0" bei maximalem Sink-Strom, niedrigstem U_{CC+} und 2,0 V am Eingang geprüft (400 mV weniger als der garantierte minimale log. "1"-Pegel bei maximalem Lastnennstrom).
Beim praktischen Einsatz in Speichersystemen ist die Mehrzahl der Leseverstärker nicht den ungünstigsten Bedingungen von Laststrom, Betriebsspannung, Temperatur und Eingangsspannung gleichzeitig ausgesetzt. Zusätzlich ist die tatsächliche Logik-Schwellspannung der Schaltungen der Serie 7520 etwa 1,5 V und hat somit einen besonderen Sicherheitsabstand gegenüber den garantierten Werten.

Die Logikausgänge der Schaltungen der Serie 7520 sind spezifiziert für Sink- und Source-Ströme und nicht für ein Fanout, wie dies bei digitalen Schaltungsfamilien üblich ist. Dies ermöglicht dem Anwender eine rasche Bestimmung des Fanouts mit anderen Digitalschaltungen als nur TTL, beispielsweise für DTL, modifizierte DTL und sogar RTL.

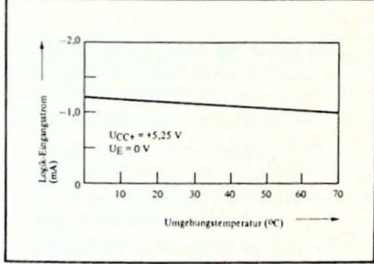


Bild 9.65
Logik-Eingangsstrom als Funktion der Temperatur

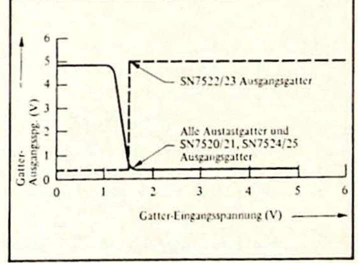


Bild 9.66
Übertragungskennlinie des Logik-Gatters

Die Ströme, die aus den Logikausgängen beim log. "1"-Pegel fließen, sind Belastungsströme und werden als negative Werte definiert (sie fließen aus den Anschlüssen). Ströme, die in die Ausgangsanschlüsse fließen (Sink-Ströme), sind positiv.

9.3.5
Allgemeine Überlegungen bei der Anwendung

Grenzen des Schwellspannungspegels

Beim Arbeiten mit niedrigen Frequenzen (von Gleichspannung bis 5 MHz) ist der empfohlene Bereich der Referenzspannung 15 bis 40 mV für die Serie SN 7520, ausgenommen der SN 75236 und SN 75237 für die der Bereich von 4 bis 25 mV gilt. Die Empfindlichkeit der Schaltung und der tatsächlichen Schwellspannungspegel kann um ± 4 mV für die geradzahligen und ± 7 mV für die ungeradzahligen Schaltungstypen variieren. Für den SN 75236 ist dies ± 3 mV und ± 6 mV für den SN 75237.
Die Breite der Eingangsimpulse reicht von 100 bis 200 ns, abhängig von der verwendeten Kerntype.
Wird der ankommende Impuls schmäler, so verringert sich sein Energiepegel. Es ist daher ein größerer Eingangspegel erforderlich, um den Leseverstärker zu triggern, obwohl die Referenzspannung unverändert bleibt. Dies wird besonders bei Impulsbreiten unter 50 ns deutlich. *Bild 9.67* zeigt den Einfluß der abnehmenden Impulsbreite auf die Schwellspannung. Beispielsweise erhöht ein Impuls mit nur 20 ns Breite die Schwellspannung um über 3 mV.

Überlegungen zur Abblockung

Die Eigenschaften (speziell die Empfindlichkeit) dieser Schaltungen machen es dringend erforderlich, daß die Betriebsspannung der Referenzquelle so nahe wie möglich an den Schaltungsanschlüssen kapazitiv abgeblockt werden. Ein Keramikkondensator

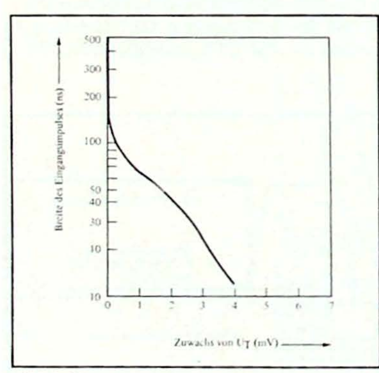


Bild 9.67
Typischer Zuwachs der Schwellspannung in Abhängigkeit von der Breite des Eingangsimpulses

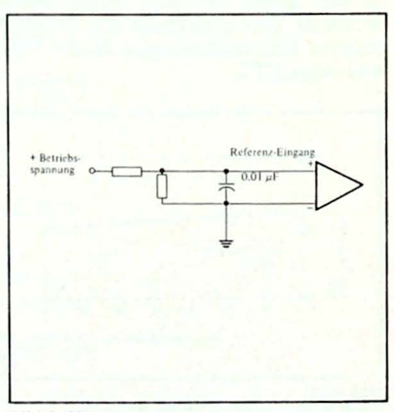


Bild 9.68
Abblockung des Referenz-Einganges

mit 10 nF sollte direkt zwischen Referenzeingang und Masse gelegt werden (siehe *Bild 9.68*).
Wenn ein keramischer Scheibenkondensator verwendet wird, sollte er so angebracht werden, daß er aufgenommene Störungen völlig beseitigt und die Referenzspannung sauber hält.
Einige Leseverstärker, beispielsweise der SN 7524, besitzen zwei Masseanschlüsse: Masseanschluß 1 für Eingangsstufen mit kleinen Signalen (mit niedrigem Pegel) und Masseanschluß 2 für Ausgangsstufen mit großen Signalen (mit hohem Pegel). Der Abblockkondensator des Referenzeinganges muß an den Masseanschluß 1 gelegt werden. Ebenso sollte bei der Anwendung der grundlegenden Serie SN 7520 ein Kondensator mit mindestens 100 pF zwischen dem Anschluß C_{ext} und Masse gelegt werden, der einen Abfall bei hohen Frequenzen bewirkt und damit die Stabilität erhöht. Die Schaltungen der Serie SN 75200 sind intern kompensiert.

Referenzspannungsquelle

Da die Trennung der Stromversorgung der Referenzspannungsquelle von den anderen Betriebsspannungen sich im allgemeinen als unpraktisch erweist, ist eine sorgfältige Stabilisierung der Stromversorgung erforderlich, um Brummspannungen vom Referenzeingang fernzuhalten. Ein Teilernetzwerk wie in *Bild 9.69* dargestellt, wird normalerweise dazu benützt, um die Spannung auf einen Pegel von 15 bis 40 mV zu bringen. Das Teilernetzwerk sollte so nahe wie möglich an der integrierten Schaltung angebracht und eine lange Leitungsführung zur Stromversorgung der Referenzspannungsquelle vermieden werden. Falls eine Verbindung zwischen verschiedenen Printplatten erforderlich ist, sollten die Versorgungsleitungen miteinander verdrillt werden, um eine minimale Einstreuung zu bewirken.

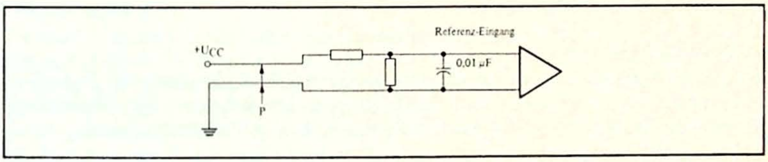


Bild 9.69
Verdrillte Drähte für die Betriebsspannung verringern die Einstreuung von Störungen

Die meisten Systeme enthalten eine große Anzahl von Leseverstärkern. Für Einfachheit und Preiswürdigkeit wird eine einzige Referenzspannung den Referenzanschlüssen aller Leseverstärker zugeführt. Die Beachtung zweier Faktoren kann die Aufnahme von Störungen und die gegenseitige Beeinflussung verringern helfen:

1. Verwendung einer verdrillten Leitung und symmetrischer Abschluß (*Bild 9.70*), um den Vorteil der Gleichtaktunterdrückung des Referenzeinganges zu nutzen. In dem verdrillten Leitungspaar induzierte Spannungssprünge werden am Referenzeingang unterdrückt.
2. Eine niederohmige Spannungsquelle verringert den Pegel der induzierten Spannungssprünge auf der Referenzleitung und reduziert jede Kopplung zwischen den Leseverstärkern. Ein Operationsverstärker mit einem Emitterfolgertransistor (*Bild 9.70*) stellt eine zuverlässige niederohmige Quelle dar.

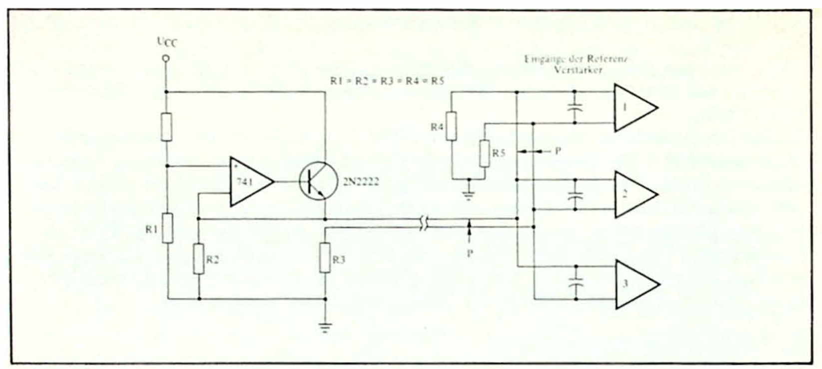


Bild 9.70
Symmetrische Anpassung von niederohmigen Referenz-Spannungsquellen

Abschlußwiderstände für die Referenzspannungsversorgung sollten nahe an den Referenz-Eingangsanschlüssen angebracht werden und an diesem Punkt kapazitiv abgeblockt werden. Der Eingangsstrombedarf am Referenzverstärker ist gering (ungefähr 100 μA) und daher ist ein Querstrom von etwa 1 mA im Teilernetzwerk ausreichend.

Die Leitungsführung auf der Printplatte kann in jedem empfindlichen System sehr kritisch sein. Die Referenzspannungsleitungen sowie die Massebahnen sollten sorgfältig von den Leitungen mit hohen Strompegeln getrennt werden, ebenso von den Ausgangs- und Austastleitungen.

Stromversorgungen

Infolge der ausgezeichneten Eigenschaften der Serie SN 7520 müssen die Betriebsspannungen nicht besonders extrem stabilisiert sein. Die Regelung der Versorgungsspannungen im Bereich von 5 V (plus und minus) auf ± 5% ist ausreichend.

Um Spannungssprünge von den Leitungen für die Eingänge und die Referenzsignale fernzuhalten, ist es wichtig die Stromversorgungen gut abzublocken. Die Entkopplungsverfahren sind ähnlich wie jene, die bei hochfrequenten Anwendungen üblich sind.

Für die Erzielung optimaler Ergebnisse sollten die Betriebsspannungsleitungen so nahe wie möglich bei den Gehäusen der Leseverstärker abgeblockt werden, wobei induktionsfreie keramische Scheibenkondensatoren zu verwenden sind. Bei der Auswahl der Abblockkondensatoren müssen sorgfältige Überlegungen hinsichtlich der Umgebungsbedingungen und des verfügbaren Platzes angestellt werden. Die Ersatzschaltung des abzublockenden Schaltungspunktes sollte durchgedacht werden, um zu sichern, daß bei der Arbeitsfrequenz der Abblockkondensator durch zu lange Zuführungsleitungen keine schädliche Induktivität aufweist. Spezielle Keramikkondensatoren mit Zuleitungen aus leitendem Gummi (copper ribbon) können zur Verminderung dieser unerwünschten Induktivitäten dienen. Ein typischer Wert für die Kondensatoren ist 10 nF.

Wo es möglich ist, sollten getrennte Stromversorgungsleitungen für hohe und niedere Pegel vorgesehen werden, um eine Einstreuung in Schaltungen mit niedrigen Ein-

gangspegeln zu vermindern. Eine Analyse des Strombedarfes der verschiedenen Stufen kann sich als sehr nützlich für die Anordnung der Betriebsspannungsleitungen erweisen.

Anpassung der Leseleitung

Der Leseleitungsausgang eines Speichers sollte mit seiner charakteristischen Impedanz abgeschlossen werden, die etwa 200 Ω für eine typische Leseleitung beträgt. Der Abschluß besteht aus je einem 100-Ω-Widerstand von jeder Leitung gegen Masse (siehe *Bild 9.71*). Leseverstärker und Abschlußwiderstände sollten so nahe wie möglich an der Speicherebene angebracht werden, um unnötige Einstreuungen zu vermeiden. Da die aufgenommenen Signalpegel sehr klein sind, sollte auch die Dämpfung durch lange Zuleitungen vermieden werden.

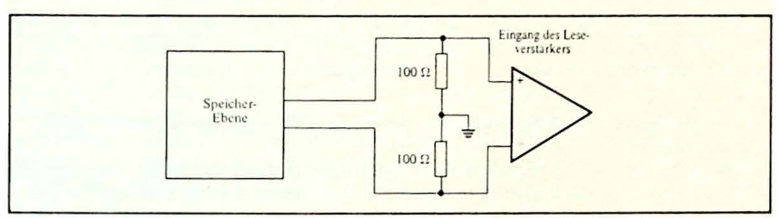


Bild 9.71
Typische Anpassung der Leseleitung

Übergangszeit

Der lineare Bereich in der Nähe des Schwellpunktes ist bei einem typischen Leseverstärker der Serie 7520 etwa 1 bis 2 mV breit. Daher ist es wichtig, daß ein geeigneter Eingangspegel verwendet wird. Genügend Steuerspannung zum Durchfahren des linearen Bereiches hilft jede Schwingneigung zu verringern.
Spezifikationen für die Eingangsspannung von ± 4 mV oder ± 7 mV sichern einen log. "1"-Ausgang mit einem Eingangssignal, das die Höhe der Schwellspannung plus dieser Grenzwerte beträgt. Wenn beispielsweise unter ungünstigsten Bedingungen die Schwellspannung 20 mV beträgt, so erfolgt eine Umschaltung des Ausganges bei +24 oder –24 mV, wenn man eine Schaltung mit einer Schaltbreite von ± 4 mV verwendet. Die andere Möglichkeit ist, daß diese bei einem Eingangspegel von +16 oder –16 mV schaltet.
Die normale Anstiegsgeschwindigkeit des Einganges beträgt 0,1 bis 1 V/μs. Falls die Anstiegsgeschwindigkeit 0,01 V/μs oder weniger beträgt, kann der Leseverstärker schwingen.

Austasteingänge

Wenn ein Kanal nicht benützt wird, sollten seine Austasteingänge auf Masse gelegt werden, wodurch der Kanal abgeschaltet und die Aufnahme von Störspannungen verringert wird, welche andere Kanäle beeinflussen könnten.
Infolge der kleinen Signalverzögerung des Eingangsverstärkers und der Leseleitung ist es erforderlich, den Austastimpuls zu verzögern, so daß er im richtigen Zeitpunkt nach dem Abfragen der Speicherebene erscheint. Der Austastimpuls muß zeitlich

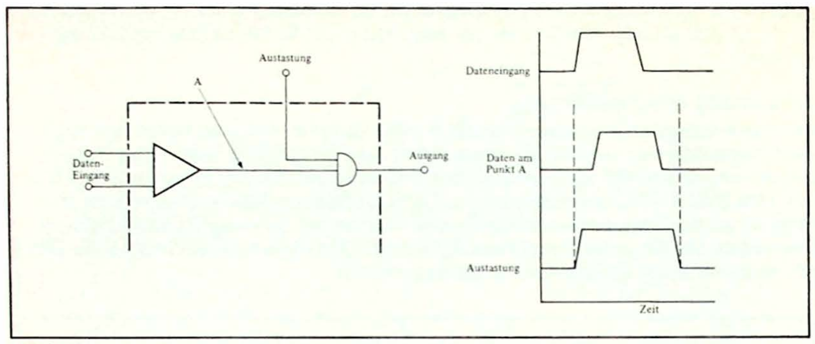


Bild 9.72
Zeitliche Lage des Austastimpulses

mit dem ankommenden Datenimpuls übereinstimmen (koinzidieren), wie in *Bild 9.72* dargestellt ist.
Der SN 7528 und SN 7529 besitzen einen Testpunkt am Gattereingang. Die richtige zeitliche Lage des Austastimpulses in Bezug auf das Eingangssignal kann mit einem Oszillografen an diesem Punkt überprüft werden, wobei jedoch eine unzulässige Belastung des Meßpunktes zu vermeiden ist.

Überlegungen zur Ausgangsspannung

Die Leseverstärker der Serie 7520 haben Standard-TTL-Gatterausgänge. Für die Anpassung zwischen diesen und anderen Logiksystemen (z.B. MOS) sind die gleichen Interface-Schaltungen wie bei Standard-TTL erforderlich. Periphere Treiber SN 75450B und SN 75361A können als Anpaßschaltungen zwischen TTL und vielen anderen Logikarten verwendet werden. Die Schaltungsdetails sind im Kapitel über MOS-Treiber und periphere Treiber enthalten.
Die Ausgänge der Schaltungen SN 7520 haben im allgemeinen aktive Pull-Up- oder Pull-Down-Transistoren oder sogenannte Totem-Pole-Ausgangsstufen. In den meisten Fällen sind die Austasteingänge zu den Ausgängen nicht invertierend.

Manchmal ist es erwünscht, Ausgänge mit offenem Kollektor zu haben, um mehrere Schaltungseinheiten mit Wired-AND-Funktionen zu verbinden. Es ist dann erforderlich, daß der Ausgang gegenüber dem Austastsignal invertierend ist, so daß alle Ausgänge der Einheiten durch den Austastimpuls high geschaltet werden können und keine Beeinflussung von arbeitenden Einheiten erfolgt.
Die zusätzliche Verwendung von Gattern SN 74H01 oder SN 7406 als Inverter bringt ebenfalls die Notwendigkeit eines Ausganges mit offenem Kollektor und vergrößert die gesamte Signallaufzeit um nicht mehr als 8 ns. Bei der Anwendung mit dem SN 7524 beträgt beispielsweise die gesamte Signalverzögerung nur maximal 28 ns.

Die folgenden Schaltungstypen haben widerstandsmäßige Pull-Up-Schaltungen ihrer Ausgänge:

		SN 7528	SN 7529
SN 7520	SN 7521	SN 75234	SN 75235
SN 7524	SN 7525	SN 75238	SN 75239

Es ist manchmal wünschenswert, die Ausgänge dieser Schaltungen in einer Wired-AND-Funktion zu verbinden. Dies kann innerhalb der Grenzen ihrer individuellen Ausgangsbelastbarkeit erfolgen. Die folgende Tabelle gibt die empfohlenen Grenzen von Stufen, die mittels einer AND-Funktion verbunden sind, in Abhängigkeit vom Fanout an:

TTL-Fanout	Maximale Anzahl von Wired-AND-Funktionen
1	6
2	5
3 bis 4	4
5	3
6 bis 7	2

Entwurf der Printplatte

Leseverstärker für Speicher stellen hochempfindliche und schnelle Systeme dar, bei denen die Leitungsführung auf der Printplatte sehr kritisch sein kann. Besonders wichtig ist die Trennung von Leitungen mit hohen und niedrigen Signalpegeln. Die Verlegung der Leitungen für hohe und niedrige Versorgungsströme kann nach denselben Gesichtspunkten erfolgen, sie müssen jedoch getrennt abgeblockt werden. Beispielsweise sollte die Stromversorgungsleitung für die Referenzschaltung nicht direkt mit der entsprechenden Leitung für die Ausgangsstufen des Leseverstärkers in Verbindung gebracht werden.

Wenn mehrseitig beschichtete Printplatten verwendet werden, kann die Verlegung von Leitungen für hohe und niedrige Pegel auf entgegengesetzten Seiten der Printplatte sehr nützlich sein. Jede Vorsorge, die man trifft, um eine Rückkopplung von Ausgangssignalen mit hohem Pegel auf empfindliche Eingänge zu verhindern, sichert ein zuverlässigeres und schnelleres Speichersystem.
Wie in jedem System sollte darauf geachtet werden, daß keine Verkopplungen über Masseschleifen auftreten. Es sind immer grundsätzliche Überlegungen anzustellen, daß niemals zwei Wege von jedem Punkt der Schaltung gegen Masse führen. Solche Fehler werden oft begangen, wenn eine Masseleitung um die gesamte Printplatte führt.

Bei der Unterteilung dieser Ringleitung erhält man verschiedene Masseleitungen. Niedrige Masseströme und empfindliche Schaltungseingänge können auf eine dieser Masseleitungen bezogen werden, höhere Ströme, wie jene von den Ausgangsstufen auf die andere.
Mit zweiseitig beschichteten Printplatten können Stromversorgungsleitungen mit niedrigem Pegel und Masseleitungen auf einer Seite und Signalwege mit hohem Pegel auf der anderen Seite angebracht werden. Eine noch bessere Methode ist die Verwendung einer Platte mit drei Lagen, bei der die Massefläche zwischen den Leitungen mit hohem und niederem Signalpegel liegt. Die Massefläche verringert die Kopplung zwischen den anderen Leiterebenen und verbessert weiter die Eigenschaften der Schaltung.
Wie bei jedem hochempfindlichen schnellen System ist eine klare wohlüberlegte Leitungsführung mit guter Entkopplung und Trennung der empfindlichen Eingänge von Ausgangsspannungen mit hohem Signalpegel der Schlüssel zu einer einwandfreien Funktion.

Zusätzliche Eigenschaften der Schaltungen

Tabelle 9.8 zeigt die Logik-Ausgangs- und Logik-Eingangsspezifikationen für die

Familie	$U_{A(0)}$	$U_{A(1)}$	$I_{E(0)}$	$I_{E(1)}$
74 7520	0,4 V @ 16 mA	2,4 V @ −400 µA	−1,6 mA @ 0,4 V	40 µA @ 2,4 V
74L	0,4 V @ 3,6 mA	2,4 V @ −200 µA	−0,18 mA @ 0,3 V	10 µA @ 2,4 V
74H	0,4 V @ 20 mA	2,4 V @ −500 µA	−2,0 mA @ 0,4 V	50 µA @ 2,4 V

Treiberleistung der Serie 7520:

1. 8 Digitalschaltungen der Serie 74H TTL
2. 10 Digitalschaltungen der Serie 74 TTL
3. 40 Digitalschaltungen der Serie 74L TTL

Tabelle 9.8
Logik-Spezifikationen

Standard-TTL-Schaltungen der Serie 74, Low-Power-TTL-Serie 74L und Hochgeschwindigkeits-TTL-Schaltungen der Serie 74H. Die Daten der Schaltungen der Serie 7520 sind gleich mit denen der Standard-TTL-Serie 74. Aus diesen Spezifikationen kann man entnehmen, daß die Schaltungen der Serie 7520 die unter der Tabelle angeführten Treiberleistungen (Fanout) besitzen.
In den meisten Anwendungen wird das maximale Fanout nicht benötigt. In diesen Anwendungen kann es wünschenswert sein, die besondere Leistungsfähigkeit des Sink-Ausgangs zum Treiben eines Lastwiderstandes zu benützen, um eine kapazitive Last kräftiger anzusteuern und die Anstiegszeit der Ausgangsspannung zu verringern.

Viele Eigenschaften der Schaltungen der Serie 7520 sind nicht über den vollen Temperaturbereich spezifiziert. *Bild 9.73* bis *9.84* zeigen die typischen Eigenschaften dieser Schaltungen über einen Temperaturbereich von 0 bis 70 °C bei den Prüfbedingungen des Datenblattes. Diese Diagramme sollen dem Entwickler von Speicherschaltungen bei der Verwendung dieser Schaltungen nützlich sein.

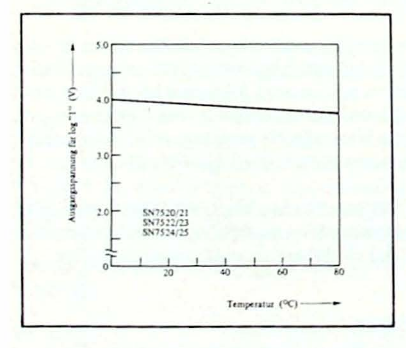


Bild 9.73

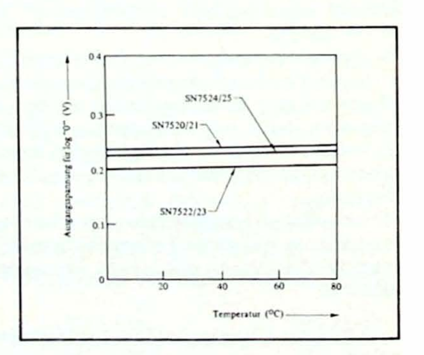


Bild 9.74

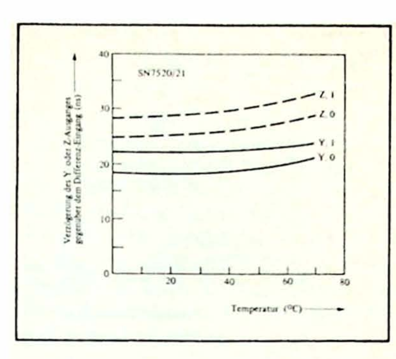


Bild 9.75

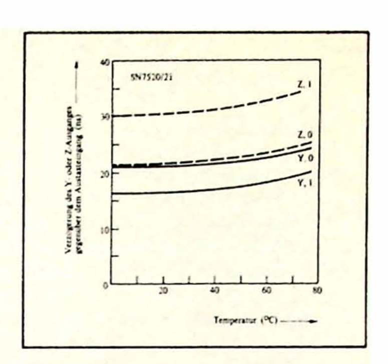


Bild 9.76

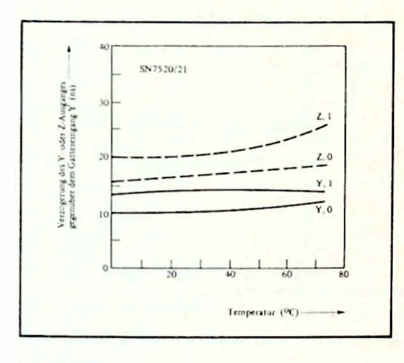


Bild 9.77

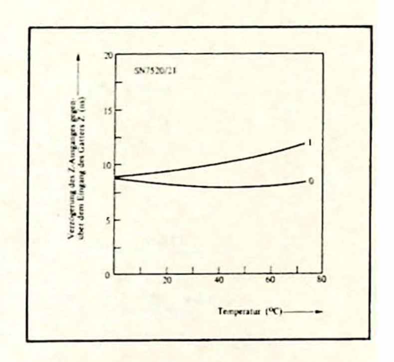


Bild 9.78

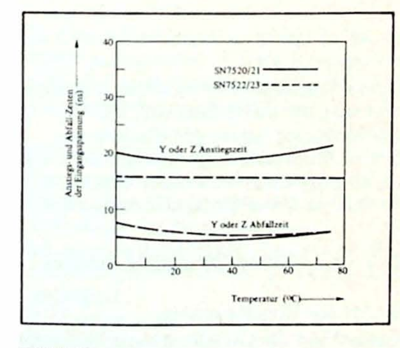


Bild 9.79

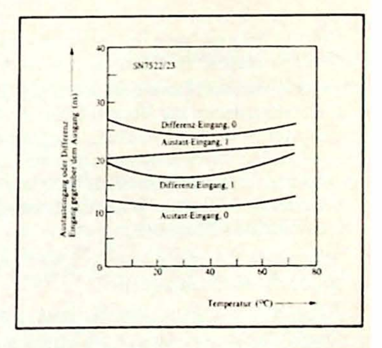


Bild 9.80

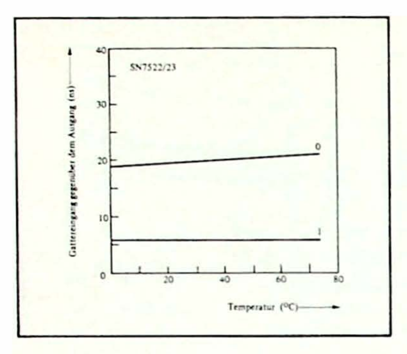


Bild 9.81

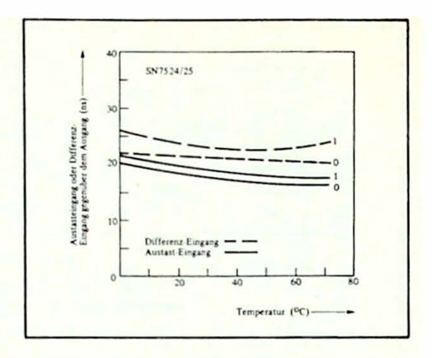


Bild 9.82

Bild 9.83

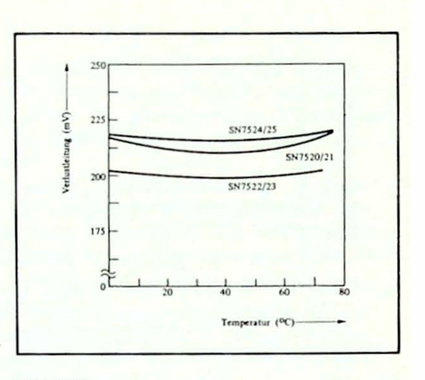


Bild 9.84

9.3.6 Spezielle Anwendungen

Entwicklungen von Leseverstärkern mit diskreten Bauelementen verwenden Spulen und Kondensatoren zur Vermeidung von Problemen, die durch die Drift der Vorspannungen verursacht werden. Integrierte Leseverstärker haben gewöhnlich aus demselben Grund kapazitive Kopplung. Auch ein Gleichspannungs-Komparator mit einem komplizierten Widerstandsnetzwerk am Eingang kann verwendet werden, um eine Schaltung mit einer Schwellspannung zu erhalten. Diese Methoden bringen jedoch zusätzliche Probleme:

1. Kapazitive Kopplung bewirkt eine Verschiebung der Schwellspannung mit steigender Wiederholfrequenz.
2. Kapazitive Kopplung bewirkt lange Erholzeiten bei Übersteuerung.
3. Das Widerstandsnetzwerk am Eingang verschlechtert die Gleichtaktunterdrückung und erfordert teure Präzisionsbauteile.

4. Überflüssiger Schaltungsaufwand benötigt hohe Verlustleistung.
5. Eine große Anzahl von Gehäusen oder Bauteilen benötigt große Verdrahtungsfläche, lange Verbindungsleitungen und vermindert die Zuverlässigkeit.

Die Schaltungen der Serie 7520 können die Signale von zwei Leseleitungen verarbeiten, ohne mit diesen unerwünschten Nachteilen konfrontiert zu werden. Dies wird durch die einzigartige Anpassung und Gleichlaufeigenschaften der Komponenten in der integrierten Schaltung erreicht. Es treten auch keine Driftprobleme infolge der durchgehenden Gleichspannungskopplung auf. Dies ergibt eine ausgezeichnete Gleichartigkeit aller Lesekanäle für eine maximale Qualität des gesamten Systems.

Es liegt ein wesentlich günstigeres Signal-Rauschverhältnis vor, als es mit einer großen Zahl von Kernen auf einer Leseleitung erreicht werden kann. Daher sind auch die Verzögerungszeiten von verschiedenen Speicherplätzen gleichförmiger und gestatten präzisere Austastung.

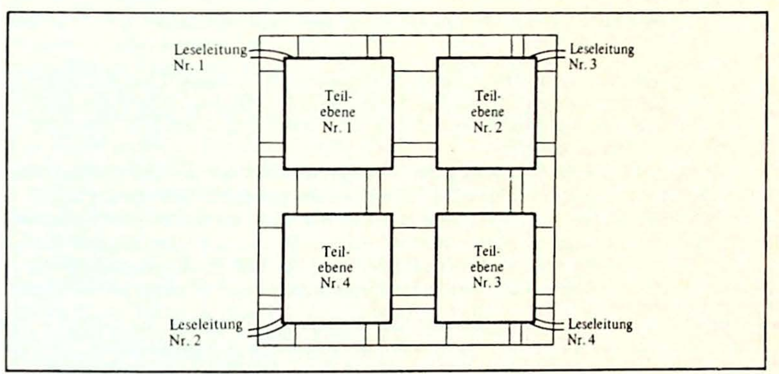


Bild 9.85
Unterteilte Kernspeicher-Ebene

In diesen Speichern ist es üblich, die Anzahl der Kerne auf einer Leseleitung auf 4000 zu begrenzen. Große Speicherebenen werden in kleine Teilebenen von etwa 4000 Bit unterteilt wie in *Bild 9.85* gezeigt wird, wobei getrennte Leseleitungen für jede Teilebene vorgesehen sind.

Anwendungen des SN 7520 und SN 7521

Diese Leseverstärker stellen komplette monolithische Untersysteme dar, die alle erforderlichen Funktionen für die Ansprechschwelle, Austastung und Logik für die Aufnahme, Tastung und Speicherung von Informationen bis zu 8000 Kernen enthalten. Die Ausgangsschaltung des SN 7520 und SN 7521 besteht aus zwei hintereinander geschalteten NAND-Gattern. Die Logikeingänge dieser Gatter sind extern zugänglich.
Die Gatter können extern als Speicher (Flipflop) geschaltet werden (Z-Ausgang an den Y-Eingang), wie in *Bild 9.86* gezeigt wird. Die Ausgangsschaltung kann daher als Teil des Datenregisters (MDR = Memory Data Register) arbeiten. Die über die

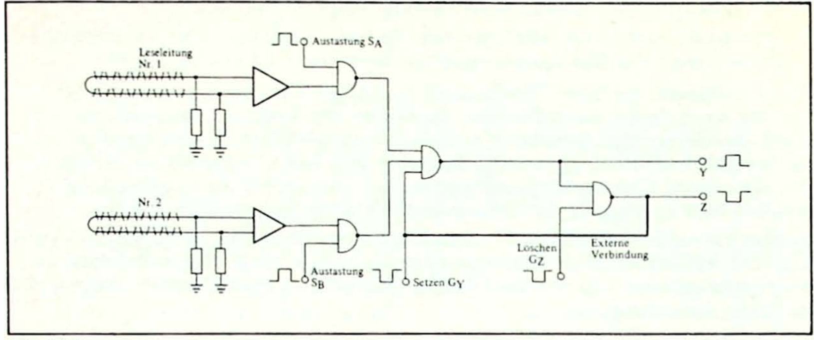


Bild 9.86
Verkopplung der Ausgänge des SN7520 oder SN7521 zu einem Speicher (latch)

Leseleitung während des Austastimpulses entnommene Information kann infolgedessen beliebig lange gespeichert werden, bis sie im Logikteil des Computers verarbeitet wird. Ein negativer Impuls am Gatter Y setzt das Flipflop zurück bevor der nächste Austastimpuls eintrifft.
In Anwendungen, bei denen eine Impulsdehnung erwünscht ist, können die Gatter des Ausgangsteils des SN 7520 und SN 7521 kapazitiv gekoppelt werden, wie in *Bild 9.87* dargestellt ist. In einigen Anwendungen kann jedoch weder eine Speicherfunktion noch eine Impulsdehnung erforderlich sein. In diesen Fällen können die Gatter in den Ausgängen des SN 7520 oder SN 7521 als Teil der Logikeinheit verwendet werden und liefern komplementäre Ausgangspegel mit Standard-TTL-Fanout.

In Anwendungen, bei denen die externen Gattereingänge (Eingänge der Gatter Y und Z) nicht benützt werden, sollten diese an die positive Versorgungsspannung (U_{CC+}) gelegt werden, um eine kapazitive Einstreuung in diese Anschlüsse zu vermeiden. Ebenso sollte mit den Austasteingängen verfahren werden.

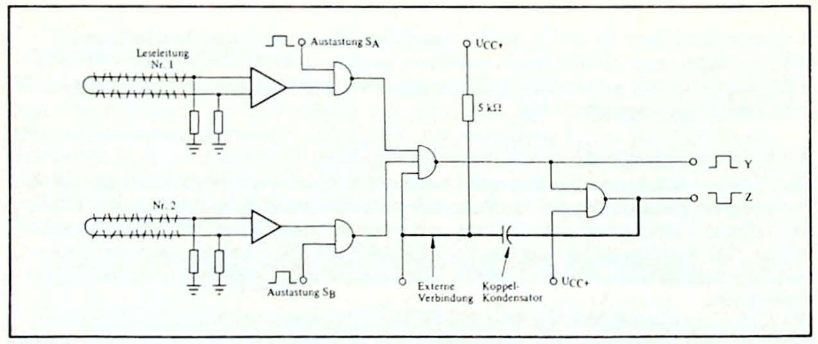


Bild 9.87
Dehnung des Ausgangsimpulses

In einigen Speicheranwendungen kann es erforderlich sein, mehr als 8000 Bit auszulesen. Die zweifache Leseeingangsfunktion des SN 7520 und SN 7521 kann auf vier Eingänge erweitert werden, indem man Leseverstärker mit doppeltem Eingang SN 7522 oder SN 7523 hinzufügt. Die empfohlene Grenze von 4000 Bit pro Leseleitung ist ein wertvoller Anhaltspunkt und ergibt ein ausgezeichnetes Signal-Rauschverhältnis und damit gute Systemeigenschaften. In speziellen Systemen mit niedrigem Rauschen kann man jedoch 8000 oder mehr Bit pro Leseleitung vorsehen. Die Verwendung des SN 7522 oder SN 7523 zur Erweiterung des Systems wird im nächsten Abschnitt genauer besprochen.

Anwendungen des SN 7522 und SN 7523

Der SN 7522 und SN 7523 haben als Ausgangsschaltung Gatter mit offenem Kollektor, die in einer Wired-AND-Funktion verbunden werden können, welche die Einführung eines neuen Logikpegels ohne zusätzliche Gatterverzögerung gestattet. Jeder SN 7522 und SN 7523 besitzt einen internen Lastwiderstand von annähernd 2000 Ω. Ein Ende des Widerstandes ist intern mit der positiven Versorgungsspannung (U_{CC+}) verbunden, das andere Ende liegt an einem separaten Anschluß. Der Widerstand kann als Kollektor-Pull-Up-Widerstand in Anwendungen eingesetzt werden, in denen sein Wert geeignet ist. Die Lastwiderstände von mehreren SN 7522 oder SN 7523 können parallel geschaltet werden, um eine niedrigere Impedanz zu erzielen.

Die Ausgangsgatter der Schaltungen SN 7522, SN 7523 sind für einen hohen Sink-Strom ausgelegt. Obwohl die Spezifikationen eine Grenze von maximal 0,4 V für den log. "0"-Ausgangspegel bei einer Stromaufnahme von 16 mA angeben, ist diese Grenze reichlich bemessen, wie man aus den typischen Kurven für diesen Parameter entnehmen kann.
Die Möglichkeit der hohen Stromaufnahme des Ausganges erhöht die Vielseitigkeit des SN 7522 und SN 7523 in zahlreichen Anwendungen. Mehrere SN 7522/23 können in einer Wired-AND-Funktion verbunden werden, um die erforderliche Anzahl von Leseeingängen bei Anwendungen in großen Speichersystemen zu sichern. Der Ausgang kann ebenso in der Wired-AND-Funktion mit anderen Leseverstärkern wie dem SN 7520/21 verbunden werden. In dieser Anwendung wird, wie in *Bild 9.88* gezeigt, der Ausgang eines einzelnen SN 7520 oder SN 7521 als Speicher (latch) geschaltet, um als Teil des Datenregisters zu arbeiten. So viele Leseverstärker SN 7522 oder SN 7523 wie erforderlich sind zusammengeschaltet, um zusätzliche Leseeingänge für das Datenregister (MDR) zu erhalten. Der Anschluß des Gattereinganges jedes SN 7522/23 dient in dieser Anwendung als externer Setzeingang für das Datenregister, wodurch die Eingabe von Informationen aus dem Logikteil in das Datenregister möglich ist. Der Eingang des Gatters Z des SN 7520 oder SN 7521 dient als Löscheingang (clear input) für den Speicher in dieser Anwendung.
Der Ausgang des SN 7522 oder SN 7523 kann ebenso in einer Wired-AND-Funktion mit Logikgattern, die diese Eigenschaften besitzen, verknüpft werden. Dies ist mit den meisten Gattern der Dioden-Transistor-Logik (DTL) und dem vierfachen NAND-Gatter mit je zwei Eingängen SN 7401 möglich.
In Anwendungen, bei denen mehr als eine einfache Speicherfunktion (latch) für das Datenregister gewünscht wird, können mehrere Zusatzeinrichtungen vorgesehen werden. Beispielsweise eignet sich das zweifache flankengetriggerte D-Flipflop SN 7474 ausgezeichnet für die Verwendung mit dem SN 7522 oder SN 7523. Der SN 7475 besitzt direkte Lösch- und Setzeingänge und komplementäre Ausgänge. Ein Eingangssignal am D-Eingang wird zum Q-Ausgang des SN 7474 mit der positiven Flanke des

Bild 9.88
Verwendung des SN7522/SN7523 zur Erweiterung der Eingänge für den SN7520/SN7521

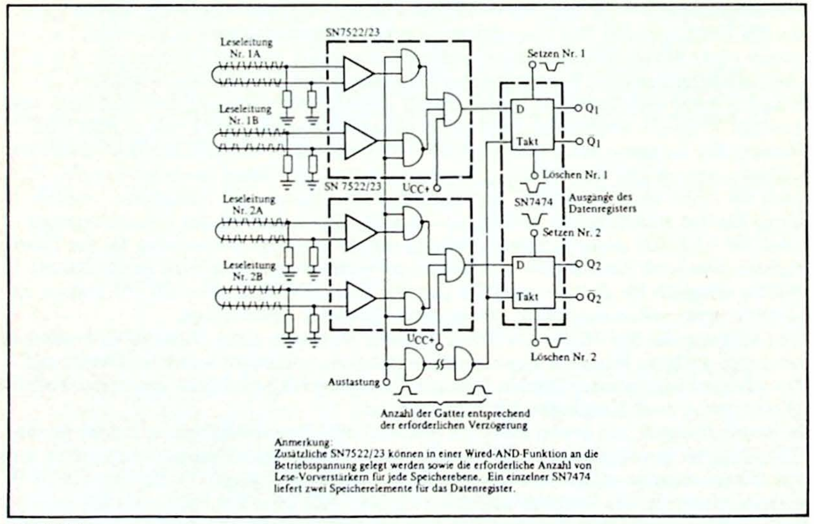


Bild 9.89
Anwendung des SN5722/SN7523 mit dem SN7474 als Datenregister

Taktimpulses übertragen. Die Ausgänge eines oder mehrerer SN 7522 oder SN 7523 können in der in *Bild 9.89* gezeigten Weise verbunden werden, um die Eingänge des SN 7474 anzusteuern. Ein einzelner SN 7474 kann zwei Speicherelemente für das Datenregister liefern. Wenn ein separater Taktimpuls unerwünscht ist, kann die Taktfunktion vom Austasteingang übernommen werden. Es muß jedoch dann für eine ausreichende Verzögerung gesorgt werden, damit der D-Eingang bei Eintreffen des Taktimpulses vorbereitet ist. In dieser Anwendung erfolgt eine Signalinvertierung vom Leseeingang zum Ausgang des Flipflops. Eingänge mit log. "1" ($> U_T$) bewirken log. "0"-Pegel im Q-Ausgang infolge des in negativer Richtung gehenden Ausganges des SN 7522/23.

Anwendungen des SN 7524, SN 7525

Die Leseverstärker SN 7524 und SN 7525 besitzen zwei getrennte Leseverstärker in einem gemeinsamen Gehäuse. Getrennte Eingänge, Tastung und Ausgänge gestatten das Arbeiten eines einzelnen SN 7524 oder SN 7525 mit zwei separaten Speicherebenen des Systems. Da die Ausgänge infolge ihrer normalerweise niedrigen Ausgangspegel nicht in einer Wired-AND-Funktion miteinander verbunden werden können, finden der SN 7524 und SN 7525 weitestgehende Anwendung in kleineren Speichern bis zu etwa 4000 Bit. In solchen Anwendungen ergibt die Verwendung des SN 7524/25 nur die halbe Anzahl der Gehäuse, die normalerweise benötigt wird. Dadurch wird auch die Zuverlässigkeit erhöht und die Größe des Speichers durch die Verringerung der Verbindungen, kleinere Printfläche und weniger Leistungsverbrauch reduziert, wie in *Bild 9.90* dargestellt ist.

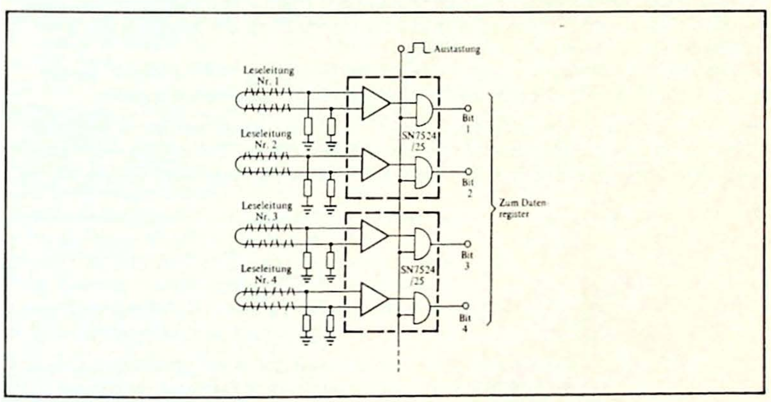


Bild 9.90
SN7524/SN7225 zum Auslesen von kleinen Speichern

Eine weitere nützliche Anwendung dieser Leseverstärker ergibt sich in der Kombination mit dem vierfachen bistabilen Speicher SN 7475, wie *Bild 9.91* zeigt. In dieser Anwendung stellt der SN 7475 das Datenregister (MDR) für zwei SN 7524 oder SN 7525 dar. Vier Bit des gespeicherten Wortes werden daher mit nur drei integrierten Schaltungen aufgenommen und gespeichert. Die Arbeitsweise ist wie folgt:

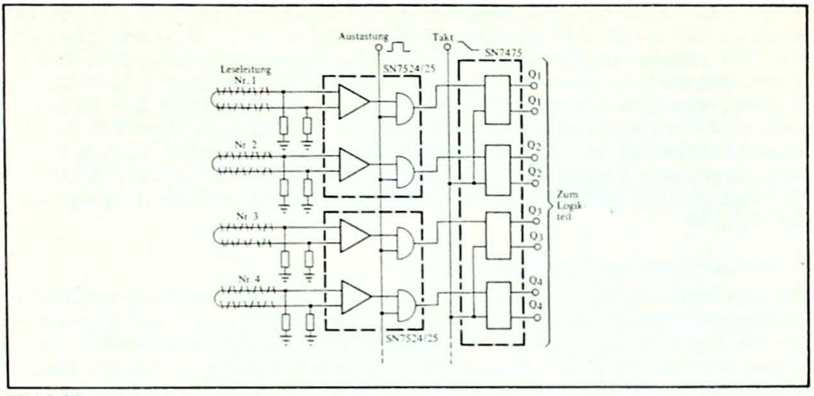


Bild 9.91
Anwendung des SN7524/SN7525 mit dem SN7475 als Datenregister

Während der Taktimpuls für den SN 7475 high ist, folgt der Q-Ausgang dem D-Eingang. Wird der Taktimpuls low, so wird die im Speicher (latch) enthaltene Information zurückgehalten, bis der Takteingang wieder high geht. Bei der Verwendung des SN 7524 oder SN 7525 kann der SN 7475 die aus dem Hauptspeicher ausgelesenen Informationen beliebig lange behalten. Die negative Flanke des Taktimpulses muß zeitlich so liegen, daß zu diesem Zeitpunkt die Information am Ausgang des Leseverstärkers SN 7524 oder SN 7525 vorliegt.
Für besondere Anwendungen kann ein doppeltes D-Flipflop SN 7474 mit einem SN 7524 oder SN 7525 in der in *Bild 9.92* gezeigten Art eingesetzt werden.

Der SN 7474 arbeitet sehr ähnlich wie der SN 7475. Die Arbeitsweise ist folgendermaßen: Die positive Flanke des Taktimpulses schiebt die am D-Eingang vorliegende Information zum Q-Ausgang des Flipflops. Der Q-Ausgang folgt dem D-Eingang nur

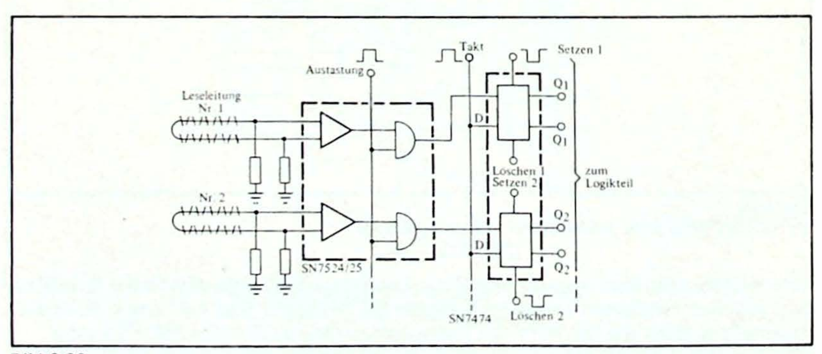


Bild 9.92
Anwendung des SN7524/SN7525 mit dem SN7474 als Datenregister

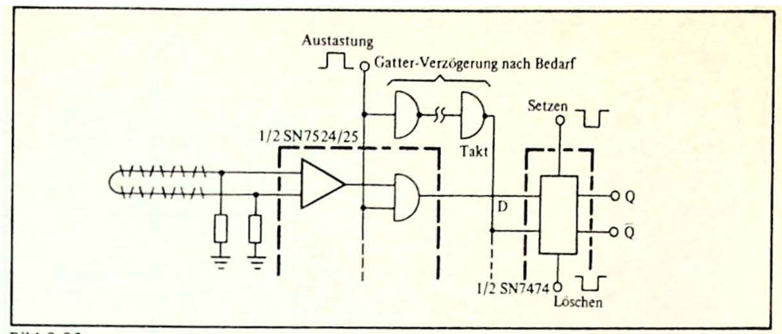


Bild 9.93
Ein verzögerter Austastimpuls steuert den Takteingang des SN7474

bei einem Taktimpuls. Der Austastimpuls kann den Taktimpuls durch Einfügen geeigneter Verzögerungen liefern (*Bild 9.93*).

Die positive Flanke des Austastimpulses sollte während der Dauer des Eingangsimpulses auftreten. Die Verzögerungszeiten, die zwischen dem Austastimpuls und dem Taktimpuls eingeführt wurden, gestatten es, daß die ausgelesene Information zum D-Eingang des Flipflop gelangt, wobei dafür gesorgt werden muß, daß sich der Taktimpuls in der richtigen zeitlichen Lage in Hinblick auf die Information am D-Eingang befindet. Da jeder SN 7474 zwei D-Flipflops enthält, können zwei Speicherebenen mit einem einzigen SN 7474 und einem einzelnen SN 7524 oder SN 7525 auskommen. Der SN 7474 kann einige Vorteile gegenüber dem SN 7475 besitzen, da er über externe Setz- und Löschanschlüsse verfügt und damit Zugang zu den beiden Bits des Datenregisters (dargestellt durch den SN 7474) von einer externen Quelle hat.

Falls es wünschenswert ist, die Ausgänge des SN 7524 oder SN 7525 in einer ODER-Funktion zu verbinden, so kann dies sehr leicht durch Hinzufügen eines positiven NOR-Gatters geschehen, wie es etwa in der TTL-Schaltung SN 7402 enthalten ist. Diese Schaltung stellt ein vierfaches positives NOR-Gatter mit je zwei Eingängen dar und kann dazu benützt werden, um vier Paare von Ausgängen der SN 7524 oder SN 7525 in ODER-Funktionen zu verknüpfen, wie dies in *Bild 9.94* dargestellt ist. Wenn mehr als zwei Ausgänge in der ODER-Funktion verbunden werden sollen, ist es günstiger die Möglichkeit der Wired-AND-Funktion des SN 7522 oder SN 7523 für diese Anwendung auszunützen.

In jeder Anwendung kann der optimale Schwellspannungspegel für den Speicher durch die Einstellung des Schwellpegels der Leseverstärker festgelegt werden. In extrem kompakten Ausführungen kann es wünschenswert sein, den Schwellspannungspegel für jede Schaltung getrennt einzustellen. Bei weniger strengen Anforderungen können alle Schwellspannungspegel getrennt eingestellt werden.

Anwendungen des SN 7526 und SN 7527

Wie bereits beim SN 7524 und SN 7525 erwähnt wurde, kann man die Schaltungen SN 7575 als Datenregister verwenden. Beim SN 7526 und SN 7527 ist das Datenregister bereits enthalten. Ein weiterer Vorteil ist, daß die beiden Kanäle bereits intern

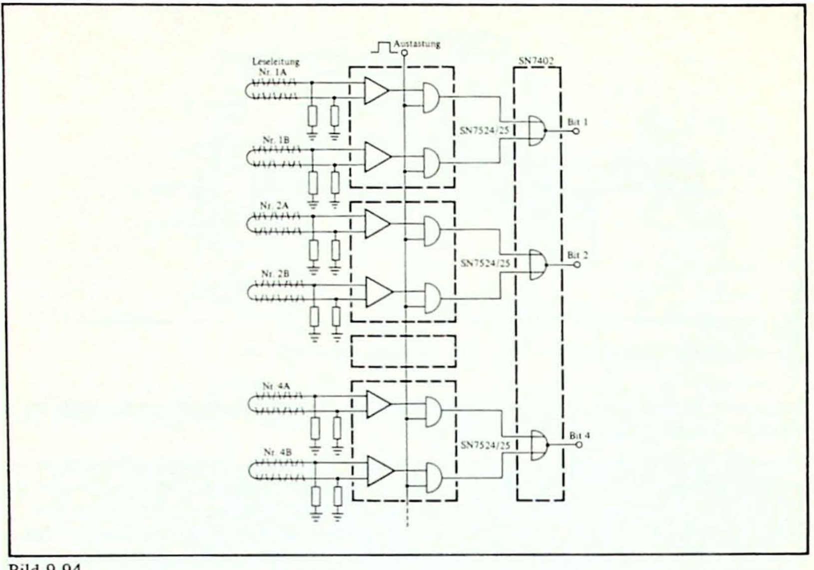


Bild 9.94
Anwendung des SN7402 für die ODER-Verknüpfung von vier Paaren von Ausgängen des SN7524/SN7525

in einer ODER-Funktion vor dem Datenregister verknüpft sind. Wie man aus *Bild 9.95* ersehen kann, wird die Auswahl der abzufragenden Kernspeicherebene in Form einer Matrix durchgeführt und vereinfacht die Anforderungen an die Austastung und die externe Beschaltung.

Anwendungen des SN 7528 und SN 7529

Die Anwendung eines SN 7528 und SN 7529 ist dieselbe wie die des SN 7524 und SN 7525, mit Ausnahme, daß ein Testpunkt am Ausgang jedes Vorverstärkers (oder Eingang des Datengatters) vorhanden ist, um die genaue Einstellung des Austastimpulses in Bezug auf das Datensignal zu erleichtern.
Diese Anwendung zeigt eine erprobte Methode, um Daten aus einem relativ kleinen Kernspeicher auszulesen. Zwei individuelle Speicherebenen, die gewöhnlich aus je 4096 Kernen bestehen, können an jeweils einem Zweikanal-Leseverstärker SN 7528 oder SN 7529 arbeiten (siehe *Bild 9.96*). Standard-TTL- oder DTL-Schaltungen, die direkt von den kompatiblen Ausgängen der Leseverstärker gesteuert werden, können als Datenregister (MDR) dienen.

Anwendungen des SN 75232 und SN 75233

Die drei grundlegenden Verbesserungen des SN 7524 und SN 7525 gestatten in den meisten Anwendungen eine Verringerung der erforderlichen externen Komponenten. Das Ausgangsgatter hat mehr eine NAND- als eine UND-Funktion. Der Ausgang besitzt einen offenen Kollektor und ist intern kompensiert. Wie man aus *Bild 9.97* er-

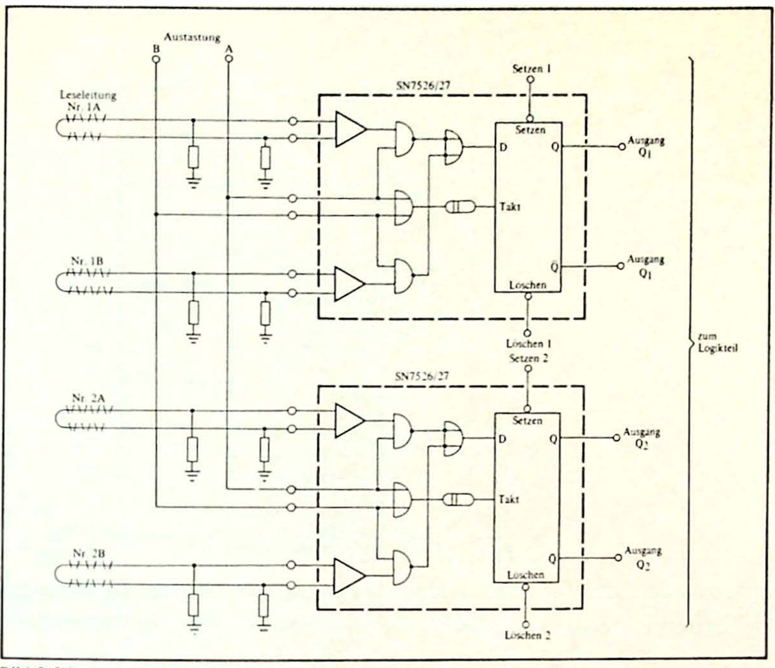


Bild 9.95
SN7526/SN7527 erhält interne ODER- und Datenregister-Funktionen

sehen kann, lassen sich die Ausgänge direkt verbinden, wobei keine externe Beschaltung wie in *Bild 9.94* erforderlich ist.

Anwendungen des SN 75234 und SN 75235

Der SN 75236 und SN 75237 sind spezielle Schaltungstypen mit außerordentlich hervorragenden und vielseitigen Daten als Leseverstärker. Aus *Bild 9.99* kann man entnehmen, daß der Eingangsteil (Vorverstärker und Gatter) dem grundlegenden SN 75234 und SN 75235 ähnlich ist. Zusätzlich besitzt er gemeinsame Tastung und individuelle Kanalauswahl. Die Ausgänge der Kanalverstärker führen direkt zu ihren zugehörigen eingebauten Datenregistern. Falls erforderlich, kann der Ausgang des Verstärkers für Kanal 2 mit dem Registereingang des Kanals 1 in einer UND-Funktion verbunden werden. In jedes Register können Daten von einer externen Quelle eingeschrieben werden und diese Schaltung kann sowohl in der Funktion des Lesens/Wiedereinschreibens als auch in der Schreibfunktion verwendet werden. Um diese Funktionen auszuführen, sind Ausgangspuffer und normale Registerausgänge vorgesehen. Die verbesserte Empfindlichkeit dieser Schaltung erlaubt einen größeren Rauschabstand und gestattet den Einsatz in schnellen Systemen, bei denen die Ausgangssignale nur 15 bis 20 mV betragen (*Bild 9.100*).

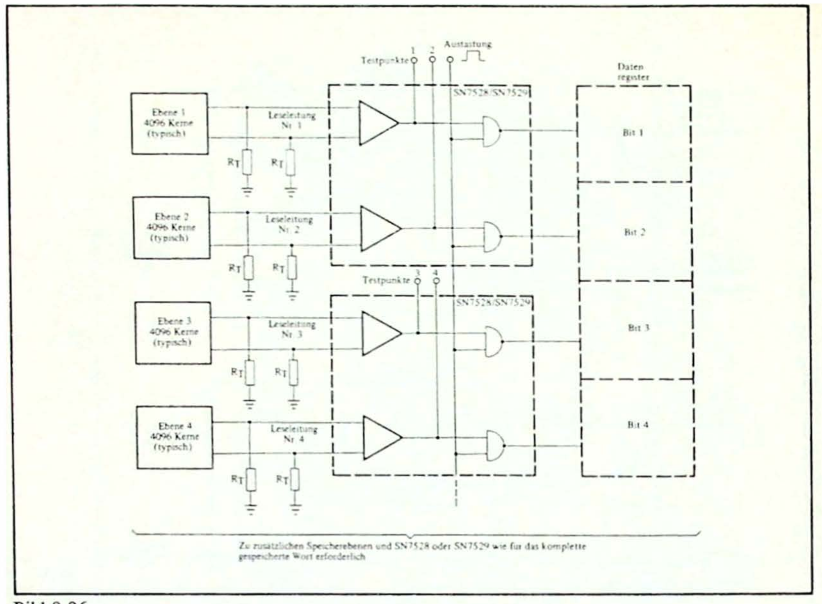


Bild 9.96
SN7528/SN7529 Leseverstärker-System

Bild 9.101 zeigt eine Anwendung des SN 75236, bei der die beiden Lesekanäle in einer UND-Schaltung verbunden sind. In dieser Kombination gibt es einen direkten Ausgang vom Datenregister, ein gepufferter Ausgang liefert den Schreibimpuls. Diese Anwendung besitzt auch ein Ersatzregister und einen Pufferausgang, für eine anderweitige Verwendung im System.
Bild 9.102 zeigt die grundlegende Zweikanalanwendung, wobei beide Ausgänge die entsprechenden Datenregister steuern. Es wird eine individuelle Kanaltastung verwendet und externe Datenänderungen können in das System an den entsprechenden Schreib-/Leseanschlüssen eingeschleust werden.
Die Verwendung eines SN 52101A für die Referenzspannungsversorgung sichert eine stabile Schwellspannung über den vollen Temperaturbereich. Eine Quecksilberzelle mit 1,35 V speist den Eingang des Verstärkers SN 52101A. Infolge des niedrigen Eingangsruhestromes des SN 52101A arbeitet die Referenzquelle über ihre gesamte normale Lebensdauer. Eine Ausgangsspannung von 2,1 V ergibt eine Schwellspannung von 7 mV für die Leseverstärker.
Zur Erzielung bester Eigenschaften des SN 75236 oder SN 75237 sollte der Referenzeingangs-Anschluß so nahe wie möglich am Gehäuse abgeblockt werden, um jede Rückkopplung zu vermeiden. Obwohl diese Schaltung ursprünglich als SN 55236 mit vollem militärischen Temperaturbereich entwickelt wurde, ist der SN 75236 oder SN 75237 für industrielle Anwendungen bei denen Schnelligkeit, Leistungsverbrauch, Kompaktheit und Zuverlässigkeit wichtig sind, zu empfehlen.

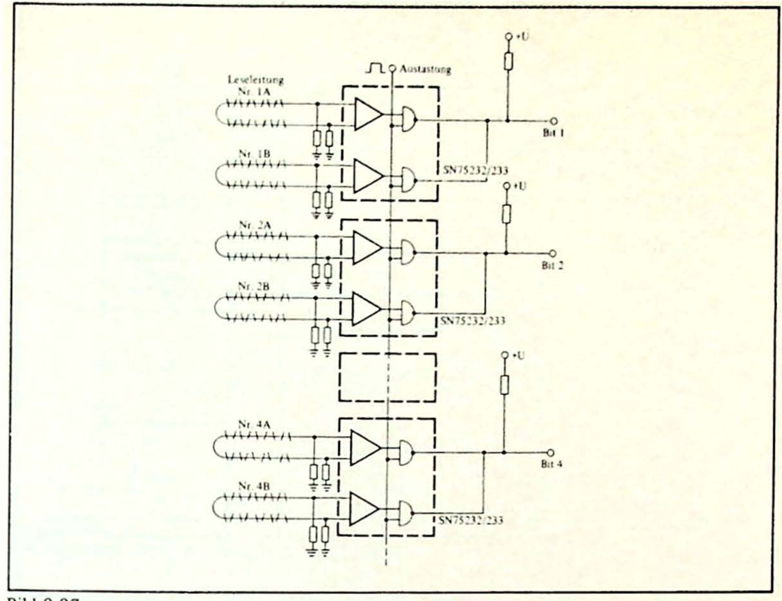


Bild 9.97
SN75232/SN75233 ergibt einfacheres Leseverstärker-System

Andere Anwendungen

Die Schaltungen der Serie SN 7520 wurden speziell als Leseverstärker für Kernspeicher entwickelt. Ihre Fähigkeit, kleine Signalamplituden unabhängig von der Polarität festzustellen, machen sie für die Verwendung als grundlegende Komparatoren nicht geeignet. Sie können jedoch in anderen Anwendungen als bei Speichern nützlich sein. Ein derartiges Beispiel ist ihre Verwendung als Nullspannungs-Detektor (*Bild 9.103*). Der SN 75234 liefert einen log. "1"-Ausgang außer beim Durchlaufen der Spannung Null (oder ohne Eingangsspannung).
In dieser Anordnung ergibt ein Widerstandsteiler zwischen der positiven 5-V-Spannungsversorgung und Masse eine gut gefilterte Referenzquelle von 40 mV zur Festlegung des Schwellpegels.
Um eine übermäßige Belastung der Signalquelle zu vermeiden und unzulässige Pegel der Eingangsspannung zu verhindern, ist ein Serienwiderstand zu empfehlen. Der Wert von R kann leicht aus der folgenden Gleichung berechnet werden:

$$R = \frac{U_{A(SS)} - 2\,V}{3{,}5\,mA}$$

Für Eingangsspannungen größer als 0,8 V_{SS}, sollte R auf Werte von 56 Ω oder größer begrenzt werden. Dies verhindert eine Übersteuerung der Eingangsklammerdioden und eine zusätzliche Belastung der Signalquelle.

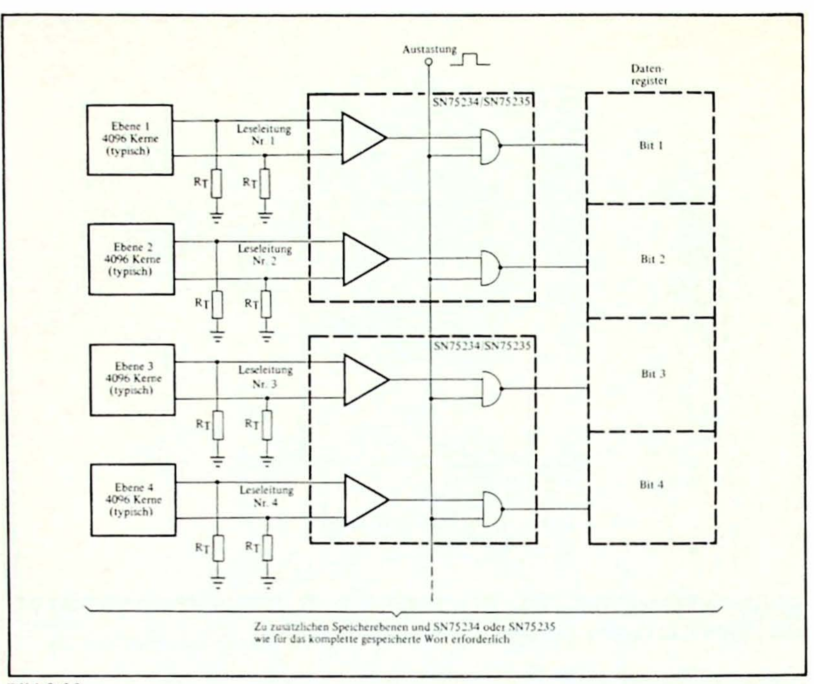


Bild 9.98
SN75234/SN75235 Leseverstärker-System

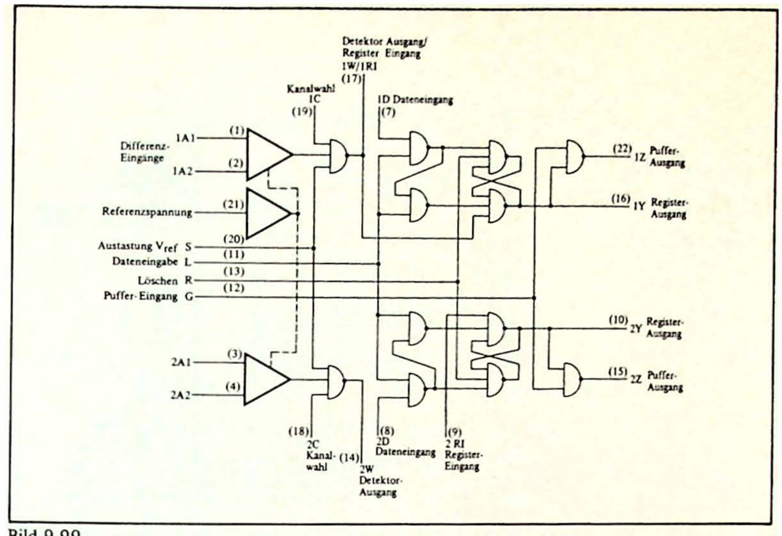


Bild 9.99
SN75236/SN75237 Funktions-Blockschaltbild

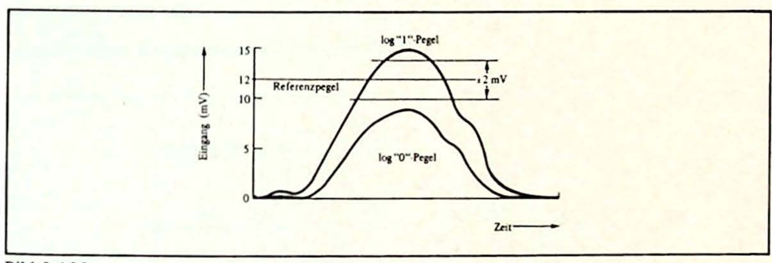


Bild 9.100
Die Empfindlichkeit des SN75236 eignet sich für schnelle Speicherkerne

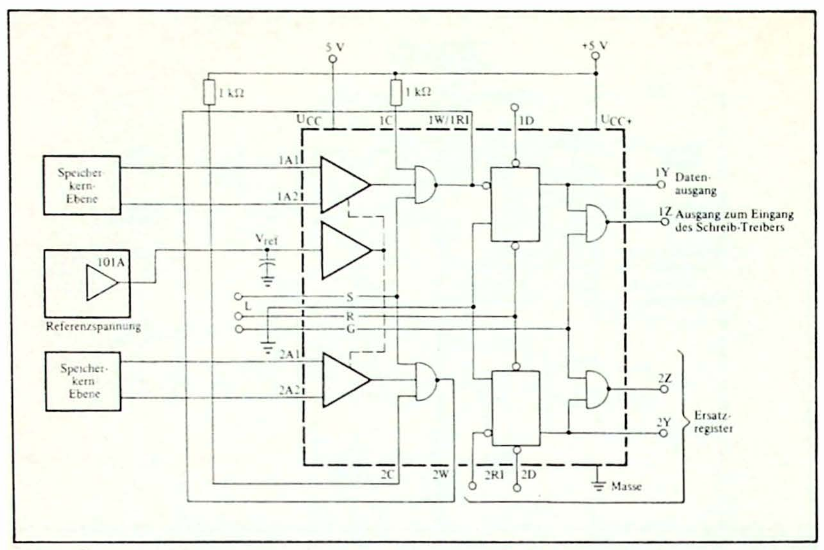


Bild 9.101
Die beiden Lese-Kanäle eines SN75236 sind mit einer UND-Funktion verbunden

Bild 9.102
Grundlegende Zweikanal-Anwendung des SN75236

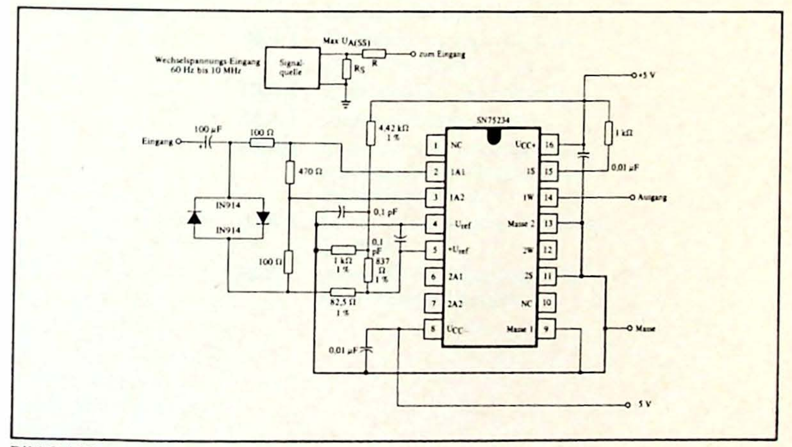


Bild 9.103
Nullspannungs-Detektor

10 Integrierte Schaltungen für die Leitungsübertragung



Integrierte Schaltungen für die Leitungsübertragung

10.1 Allgemeine Anforderungen

In dem Maße, in dem die Anwendung von Speichersystemen und verschiedener Arten von Logiksystemen anwuchs, stieg auch die Notwendigkeit von Verbindungsmöglichkeiten zwischen diesen. Schaltungen für die Datenübertragung, d.h. Leitungstreiber und Leitungsempfänger werden für die Übermittlung von Logikdaten zwischen Geräten wie zentralen Computern und entfernt liegenden Stationen, Druckern, Modems (= Modulator-Demodulator), optischen Anzeigen etc. verwendet.

Einige der grundlegenden Anforderungen an gute Übertragungssysteme sind:

Hohe Übertragungsgeschwindigkeit ($\geqslant$ 10 MHz in den meisten Fällen. Sie kann auch als Datenfrequenz = Bits pro Sekunde, ausgedrückt werden und ist 2 mal die Frequenz in Hz)

Allgemein übliche Stromversorgungen

Kompatible Logik

Gute Empfindlichkeit des Empfängers

Stabilität bei Temperaturänderungen und Schwankungen der Betriebsspannung

Gute Rauschunterdrückung

Eignung der Treiber für niederohmige Leitungen

Möglichkeit des Betreibens von Sammelleitungen (data-bus) oder Party-line-Betrieb

Preiswerte Gehäuse

Die grundlegende Theorie der Datenübertragungs-Schaltungen, erhältliche Typen und verschiedene Anwendungen dieser Schaltungen werden in den folgenden Abschnitten besprochen.

10.2 Übertragungssysteme für unsymmetrische Leitungen

10.2.1 Leitungsarten

Eindraht und Masseleitung

Die Verbindung mittels eines einzelnen Drahtes zwischen Datensender und -Empfänger ist zufriedenstellend, wo die Umgebung und die Schaltungsbedingungen einander entsprechen. Eine typische Anwendung für eine Eindraht-Verbindung (*Bild 10.1*) wäre in Logiksystemen gegeben, in denen der Ausgang eines Gatters den Eingang eines anderen auf derselben oder einer benachbarten Platine steuert. Die Abstände zwischen Treiber und Empfänger müssen kurz sein, wobei das System relativ frei von Schaltspannungen oder ähnlichem elektrischen Rauschen sein soll, abhängig von der Schnel-

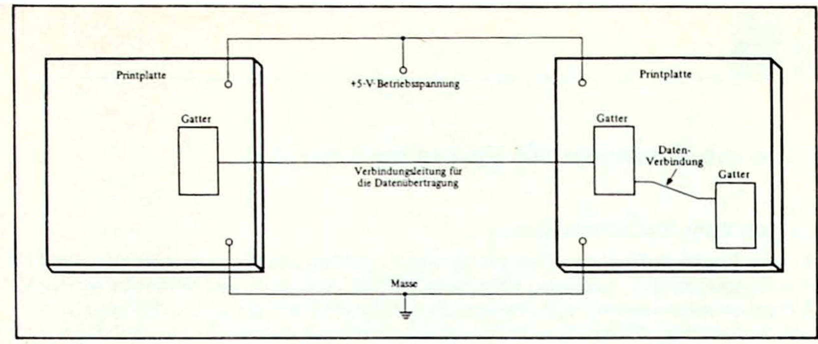


Bild 10.1
Einzeldraht und Masseleitung

ligkeit des Systems. Die maximale Entfernung für eine zuverlässige Übertragung beträgt etwa 10 bis 15 cm für die meisten Anwendungen.

Doppeldraht

Verbindungen mit unverdrillten Zweidrahtleitungen (siehe *Bild 10.2*) werden selten verwendet. Der zweite Draht wird im allgemeinen durch die Masse dargestellt und die Grenzen der Anwendung sind ähnlich wie bei den Eindraht-Verbindungen.

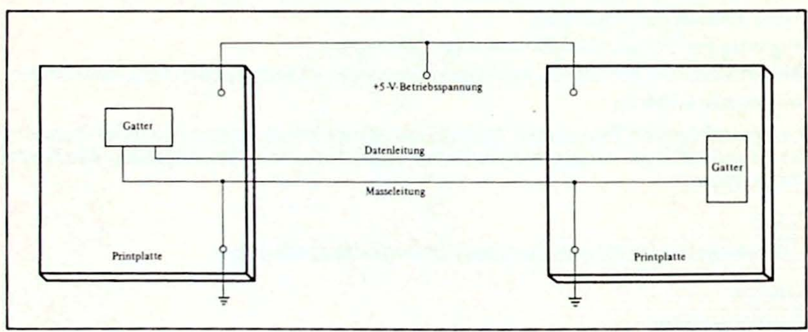


Bild 10.2
Doppeldraht

Verdrilltes Drahtpaar

Zwei gleichförmig verdrillte Drähte (Bild 10.3) besitzen eine definierte Impedanz und gestatten eine ordnungsgemäße Anpassung der Leitung. Dadurch wird sowohl eine höhere Übertragungsgeschwindigkeit, als auch eine längere Leitung möglich. Die Aufnahme von Störungen wird durch die gegenseitigen Kopplungen der beiden Drähte vermindert.

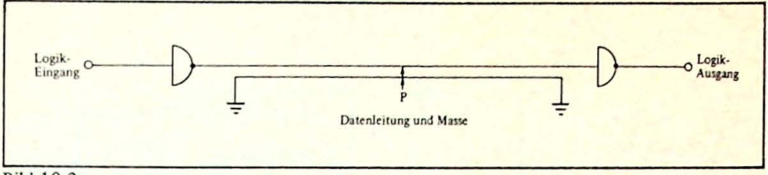


Bild 10.3
Verdrilltes Leitungs-Paar

Koaxialkabel

Die bekannten Koaxialkabel mit Impedanzen von 50 bis 200 Ω (*Bild 10.4*) liefern die besten Eigenschaften für unsymmetrische Übertragungssysteme. Sie besitzen gleichförmige Impedanz, relativ niedrige Verluste und gute Abschirmung gegen die Einstreuung von Störungen.

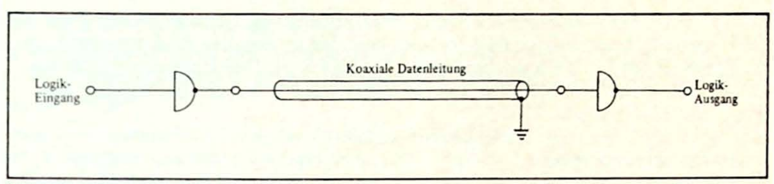


Bild 10.4
Koaxiale Leitung

10.2.2 Treiber

Logikgatter

Zur Vereinfachung werden in den folgenden Abschnitten ausschließlich TTL-Systeme besprochen. Es können jedoch auch andere Logikarten in den beschriebenen Schaltungsanordnungen eingesetzt werden.

Die wahrscheinlich häufigste Anwendung von unsymmetrischer Datenübertragung ist die Übertragung von einem Logikgatter zum anderen. Standard-TTL-Gatter können mit Frequenzen bis 20 MHz arbeiten. Die Verbindungen müssen jedoch kurz sein (einige Zentimeter) und es muß speziell darauf geachtet werden, daß ein ausreichender Rauschabstand und minimale Leitungsreflexionen gesichert sind. Die höheren Geschwindigkeiten von ECL- oder Schottky-TTL-Gattern benötigen sorgfältig angepaßte und gut abgeschirmte Leitungen. Die günstigste Übertragungsleitung für unsymmetrische Hochgeschwindigkeits-Anwendungen, bei denen die Leitungslänge über etwa 15 cm liegt, ist das Koaxialkabel. Dieses bietet eine hohe Gleichmäßigkeit und Abschirmung gegen Störungen, besitzt jedoch eine hohe Kapazität. Beispielsweise würde bei einem minimalen log. "1"-Pegel von 2,4 V ein 50-Ω-Kabel einen Steuerstrom von 48 mA benötigen, der nur von TTL-Gattern mit hohen Strömen aufgebracht werden kann. Typische TTL-Gatter mit einem Sink-Strom von 16 mA bei 2,4 V benötigen daher ein 150-Ω-Koaxialkabel.

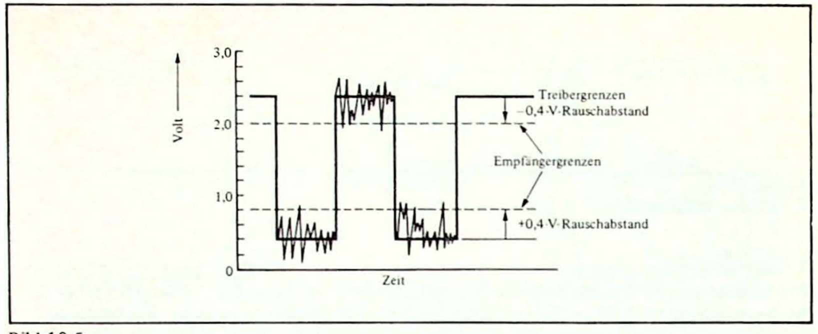


Bild 10.5
Rauschabstand eines TTL-Gatters

Ein anderer zu berücksichtigender Faktor beim Einsatz von Gattern ist der Störpegel der Umgebung. Man kann aus *Bild 10.5* ersehen, daß in negative und positive Richtung gehende Spitzen der Rauschspannung über 0,4 V zu Fehltriggerungen führen können. Der garantierte Rauschabstand ist daher ± 0,4 V bei der Benützung von Standard-TTL-Gattern.

Leitungstreiber-Typen

Treiber mit Spannungssteuerung werden in unsymmetrischen Systemen eingesetzt, um die erforderlichen Pegel für eine gute Rauschunempfindlichkeit und Signalaufnahme zu sichern. Spannungstreiber sind aktive Schalter um eine Spannung von der Stromversorgung direkt zur Last zu übertragen (*Bild 10.6*) oder die Last von der Masse zu trennen, um eine Spannungszuführung über einen niederohmigen Widerstand zu ermöglichen (*Bild 10.7*). Der erforderliche Treiberstrom wird durch die Lastimpedanz bestimmt. Es wäre zweckmäßig, eine Leitung mit Schaltungen anzusteuern, die bis zu 100 mA bei TTL-Spannungspegeln und TTL-Geschwindigkeiten abgeben oder aufnehmen können. Unsymmetrische Treiber, die diese Fähigkeit besitzen, gibt es in drei grundlegenden Ausführungen: Aktive Pull-Up-, aktive Pull-Down- und Totem-Pole-Schaltungen, wie in den *Bildern 10.6, 10.7* und *10.8* dargestellt ist.

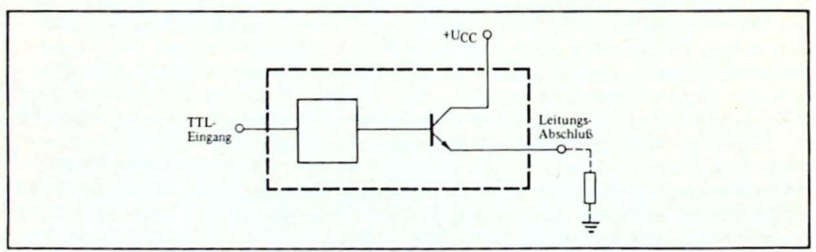


Bild 10.6
Aktive Pull-Up-Anordnung

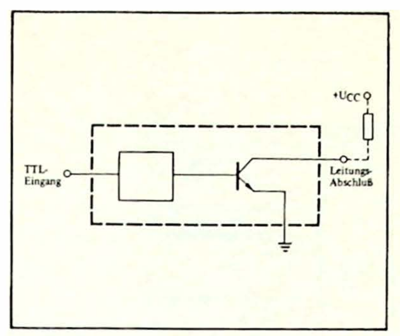


Bild 10.7
Aktive Pull-Down Anordnung

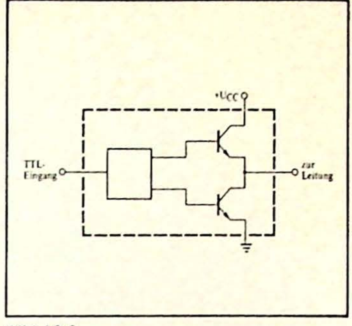


Bild 10.8
Totem-Pole-Anordnung

Aktive Pull-Up-Leitungstreiber

Die peripheren Treiber SN 75450B können als aktive Pull-Up-Leitungstreiber mit zwei Kanälen verwendet werden. Die folgenden Schaltungen zeigen zwei typische Anwendungen.

Die grundlegende Schaltung für Zweikanal-Leitungstreiber ist in *Bild 10.9* dargestellt. Die Ausgangsspannungen betragen etwa 2,5 V typisch. Da der Gatterausgang minimal 2,4 V betragen kann, ergibt ein U_{BE} von etwa 0,8 V eine Ausgangsspannung von wenigstens 1,6 V auf der Leitung.

Niedrige Leitungsimpedanzen (Z_O) von etwa 50 Ω können leicht mit dem SN 75450B angesteuert werden, da dieser pro Transistor 300 mA verarbeiten kann. Die Signalverzögerungen betragen weniger als 18 ns. Die Anstiegszeit des Ausgangsimpulses liegt unter 20 ns, die Abfallzeit dagegen hängt von der RC-Zeitkonstante ab, die sich aus Leitungskapazität und dem Abschlußwiderstand ergibt. Beispielsweise hat eine mit 100 Ω abgeschlossene Übertragungsleitung mit einer Kapazität von 1000 pF eine Abfallzeit von etwa 0,2 µs.

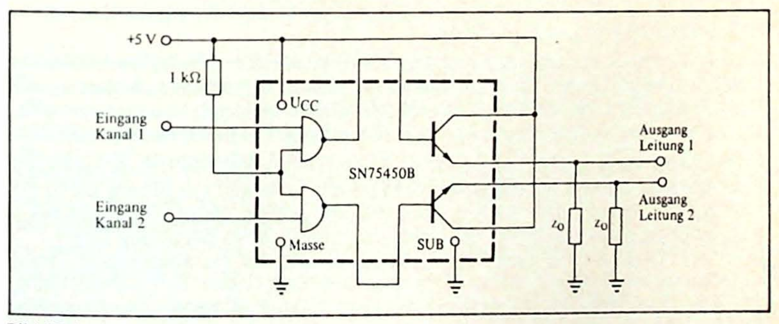


Bild 10.9
Grundlegender aktiver Pull-Up-Leitungstreiber

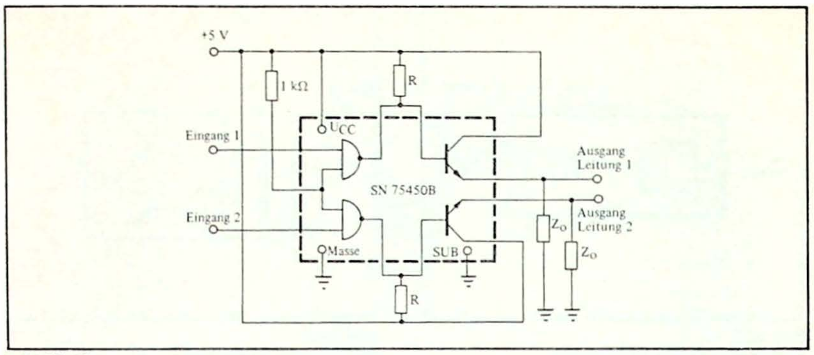


Bild 10.10
Pull-Up-Widerstände für die Basen zur Erzielung einer höheren Ausgangsspannung

Um die Steuerleistung des Gatters zu erhöhen und damit höhere Treiberspannung am Ausgang zu erhalten, kann die Schaltung von *Bild 10.10* verwendet werden. Niederohmige Pull-Up-Widerstände für die Basis ergeben mehr Steuerleistung und höhere Ausgangsspannung. Während der Zeit, in welcher der Gatterausgang log. "0" ist, muß das Gatter den durch diesen Widerstand fließenden Strom aufnehmen, wodurch der Wert dieses Widerstandes begrenzt wird. Mit einem Standard-Gatter muß dessen maximale Stromaufnahme von 16 mA bei der Berechnung des minimalen Widerstandswertes zugrunde gelegt werden. Nimmt man unter ungünstigsten Bedingungen eine Betriebsspannung von 5,5 V an, sowie eine niedrige Sättigungsspannung von 0,2 V (wobei der Basisstrom vernachlässigt wird) so ergibt sich für den Widerstand 5,3 V/16 mA ≈ 331 Ω. Normalerweise wird ein Wert von mindestens 390 Ω spezifiziert. Bei der Ansteuerung einer typischen verdrillten 100-Ω-Leitung erhält man folgende Ergebnisse:

Ausgangsspannung für log. "1" = 3,3 V typisch
Ausgangsspannung für log. "0" = 0 V typisch

Aktive Pull-Down-Leitungstreiber

Mehrere Typen von integrierten Schaltungen können als aktive Pull-Down-Leitungstreiber verwendet werden. Einige Beispiele sind: Gatter mit offenem Kollektor, periphere Treiber der Serie SN 75451B, Treiber für Sieben-Segment-Anzeigen mit offenen Kollektoren, Kernspeichertreiber und der vierfache Treiber/Empfänger SN 75138.

Die grundlegende Schaltung, die einen peripheren Treiber SN 75451B als Zweikanal-Leitungstreiber benützt, ist in *Bild 10.11* dargestellt. In dieser Anordnung ist U_{CC2} nicht auf +5 V begrenzt und kann so hoch sein, wie es die zulässigen Grenzen der integrierten Schaltung gestatten. Beispielsweise kann in dieser Schaltung U_{CC2} gleich +12 V sein. Es muß dafür Sorge getragen werden, daß der ausgewählte Treiber die ordnungsgemäß abgeschlossene Leitung bei dem festgelegten U_{CC2}-Pegel richtig ansteuern kann. Wenn die Leitung ein 50-Ω-Koaxialkabel ist, beträgt der Sink-Strom minimal U_{CC2}/Z_O = 240 mA. Ein zusätzlicher Stromstoß wird während des Einschaltens benötigt, um die Leitungskapazität aufzuladen.

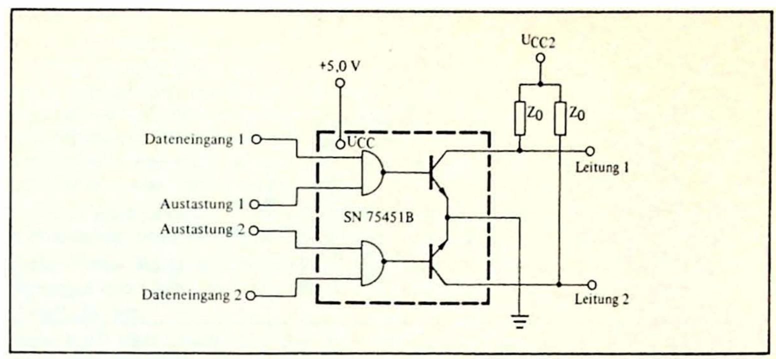


Bild 10.11
Grundlegender aktiver Pull-Down-Treiber

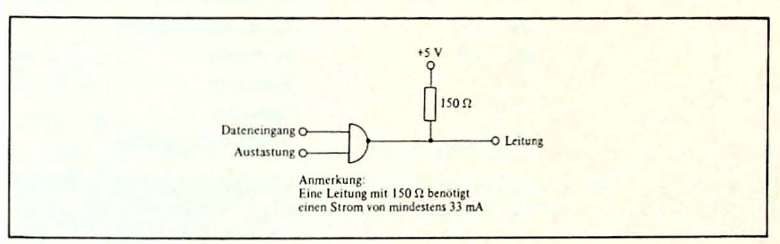


Bild 10.12
Leitungstreiber mit einem TTL-Gatter

Obwohl die meisten TTL-Gatter relativ niedrige Ausgangsströme haben, können sie bei einer entsprechenden Auswahl der Betriebsspannung und der Leitung als Treiber für kurze Kabel eingesetzt werden. Beispielsweise kann der SN 74H40 mit 60 mA Ausgangsstrom gemäß *Bild 10.12* verwendet werden.

Leitungstreiber mit Totem-Pole-Ausgang

Dieser Ausgang bietet den Vorteil, sowohl ein aktives Pull-Up wie ein aktives Pull-Down zu besitzen. Dies sichert eine höhere Schaltgeschwindigkeit und einen kontinuierlichen niederohmigen Ausgang. TTL-Gatter besitzen Totem-Pole-Ausgänge und arbeiten zufriedenstellend in Anwendungen mit kurzen Leitungen wie vorab erwähnt. Die Probleme des Treibers mit niederohmigem Ausgang bei den Standard-TTL-Gattern werden durch die Verwendung des SN 75450B gelöst, wenn dieser als Totem-Pole-Treiber geschaltet wird (siehe *Bild 10.13*). Diese grundlegende Schaltung kann als Treiber unsymmetrischer Leitungen bei Frequenzen bis zu 5 MHz bei TTL-Pegeln und Impedanzen bis herab zu 25 Ω eingesetzt werden.

Leitungstreiber, die entsprechend den EIA-Spezifikationen RS-232C gefertigt werden, besitzen eine Art Totem-Pole-Ausgang, der sowohl auf positiven wie negativen Pegel schalten kann.

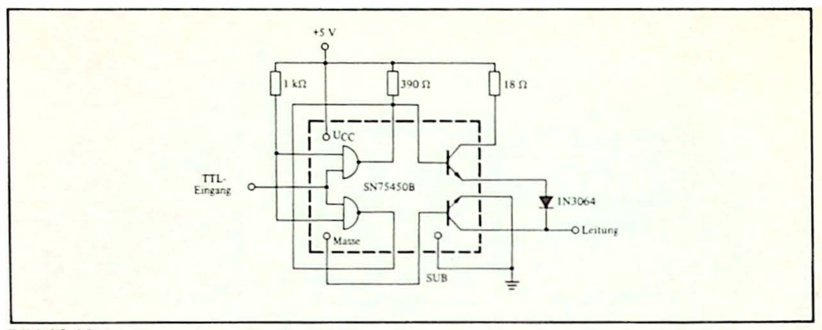


Bild 10.13
SN 75450B Totem-Pole-Leitungstreiber

Einige Beispiele sind:	Schaltungstypen	Hersteller
	SN 75188	Texas Instruments
	MC 1488	Motorola
	9616	Fairchild
	8T15	Signetics
	SN 75150	Texas Instruments

Es wurden zahlreiche Schaltungen mit Totem-Pole-Ausgangsanordnungen entwickelt um speziell als Treiber für Übertragungsleitungen zu dienen, wobei viele von diesen grundlegende TTL-Gatter mit einem Strom von 40 bis 80 mA sind. Typisch für diese Schaltungsarten sind die folgenden zweifachen Leitungstreiber: SN 75113, SN 75114 und SN 75183. Mehrere Ausführungen von Totem-Pole-Ausgängen sind in Verwendung, es besitzen jedoch alle hiervon grundsätzlich dieselbe Spannungssteuerung, wie sie für Kabel mittlerer Länge empfohlen wird.

Eine andere Art des Totem-Pole-Treibers sind die MOS-Treiber der Serie SN 75361A. Der SN 75361A, SN 75363, SN 75365, SN 75367 und SN 75368 können relativ lange unsymmetrische Leitungen treiben. Mit diesen Schaltungen muß die Betriebsspannung der Ausgangsstufe nicht auf +5 V begrenzt werden. Sie kann, falls gewünscht, bis 24 V erhöht werden, vorausgesetzt, daß die Lastimpedanzen keinen außerordentlichen Treiberstrom benötigen (unterhalb des maximalen Stromes von 160 mA).

Vorteile und Nachteile von Treibern für unsymmetrische Leitungen

Vorteile

Einfachheit: Unsymmetrische Treiber für Spannungssteuerung sind grundlegende Schalter, leicht zu verstehen und mit mechanischen Schaltern vergleichbar, die Spannungen an und von einer Leitung schalten.

Eine einzige Betriebsspannung: Die Art der Schaltung gestattet eine einfache Arbeitsweise an einer einzigen Stromversorgung, obwohl die Schaltungen nach EIA RS-232-C zwei Stromquellen erfordern.

TTL-Kompatibilität: Die Schaltungen sind TTL- oder DTL-kompatibel.

Nachteile

Schlechte Störfestigkeit: Eine stark verrauschte Umgebung bringt ein Problem für unsymmetrische Übertragung. Es muß sorgfältig darauf geachtet werden, daß induzierte Rauschspannungen oder unerwünschte Signale das Nutzsignal nicht stören. Abgeschirmte Leitungen oder Koaxialkabel bringen in dieser Hinsicht Abhilfe. Der sich ergebende Rauschabstand kann sowohl auf die Grenzen der Ausgangsspannung des Treibers wie auch auf die Grenzen der Eingangsspannung des Empfängers bezogen werden, wie früher gezeigt wurde.

Teueres Koaxialkabel: Unter typischen Umgebungsbedingungen ist ein Koaxialkabel erforderlich, um Störungen durch Rauschspannungen zu verhindern.

Hohe Treiberleistung erforderlich: Dies trifft vor allem zu, wenn Koaxialkabel mit niedriger Impedanz zu treiben sind. Ein typischer 3-V-Logikausgangspegel benötigt 60-mA-Strom.

Hohe Leitungsverluste: Infolge des hohen Spannungsabfalles sind die Leitungslängen durch den abnehmenden Rauschabstand begrenzt. Man kann einige Verbesserungen erzielen, indem man Leitungen mit höherer Impedanz verwendet, um die Anforderungen an den Treiberstrom zu verringern.

10.2.3 Empfänger

TTL-Gatter

Normale TTL-Gatter können als Empfänger verwendet werden. Obwohl diese Praxis, außer für kurze Leitungen, nicht zu empfehlen ist (einige Zentimeter), so kann doch eine sorgfältige Auswahl von Schaltungen und Leitungen eine Übertragung über mehrere Dezimeter ermöglichen.

Schmitt-Trigger

Wie in *Bild 10.5* gezeigt wurde, ist der Rauschabstand von Standard-TTL-Gattern ± 0,4 V. Dieser Wert sollte jedoch verbessert werden, um eine sichere Datenübertragung zu ermöglichen. Ein Beispiel hierfür ist die Verwendung eines Puffers SN 74H40 als Treiber und des Schmitt-Triggers als Empfänger. Die Hysterese des SN 7413 verbessert den Rauschabstand wie aus *Bild 10.14* zu ersehen ist. Der Rauschabstand von

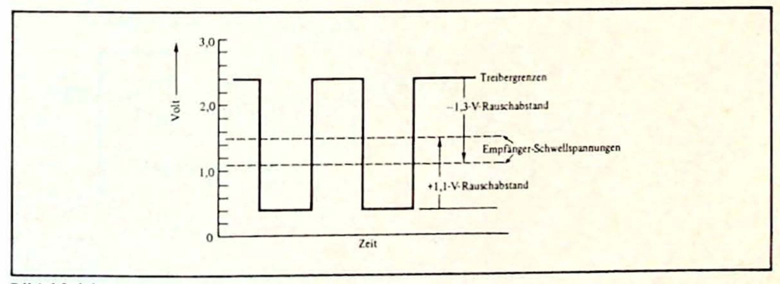


Bild 10.14
Rauschabstände mit dem Treiber SN 74H40 und dem Empfänger SN 7413

+1,1 V und −1,3 V unter ungünstigsten Bedingungen ist etwa dreimal besser als der eines Standard-TTL-Gatters.
Für Verbindungen zwischen Printplatten in einem verhältnismäßig großen System liefert diese Kombination von Treiber und Empfänger ausreichenden Rauschabstand für eine zufriedenstellende Arbeitsweise für Frequenzen bis zu 10 MHz. Es kann ein hochwertiges 50-Ω-Koaxialkabel als Übertragungsleitung verwendet werden, da der SN 74H40 ausreichende Treiberleistung liefert.

Spezielle unsymmetrische Empfänger mit Hysterese

Es wurden einige Empfänger entwickelt, die speziell für die Aufnahme von Daten von unsymmetrischen Leitungen dienen. Mehrere spezielle Typen wurden für die EIA R-232-Spezifikationen für Empfänger mit Modem-Systemen ausgelegt.
Einige Beispiele für diese Schaltungen sind:

Typen Nr.	Beschreibung	Hersteller
CM 1162	Vierfachempfänger (RS-232)	Cermetek
MC 1489	Vierfachempfänger (RS-232)	Motorola
DM 8822	Zweifachempfänger (RS-232)	National
SN 75154	Vierfachempfänger (RS-232)	Texas Instruments
SN 75152	Zweifachempfänger (RS-232)	Texas Instruments
SN 75122	Dreifachempfänger	Texas Instruments
SN 75189/189A	Vierfachempfänger (RS-232)	Texas Instruments
SN 75124	Dreifachempfänger	Texas Instruments

Bei der Verwendung eines SN 75451B als Treiber und eines SN 75154 als Empfänger in der in *Bild 10.15* gezeigten Anordnung, können Rauschabstände von ± 1,8 V verwirklicht werden (siehe *Bild 10.16*).

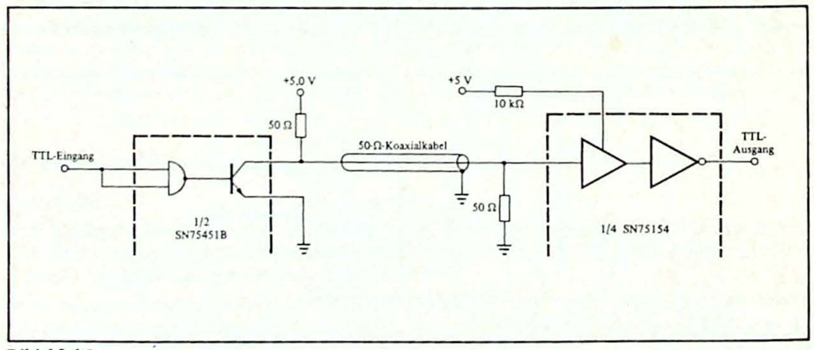


Bild 10.15
Treiber SN 75451 mit Empfänger SN 75154

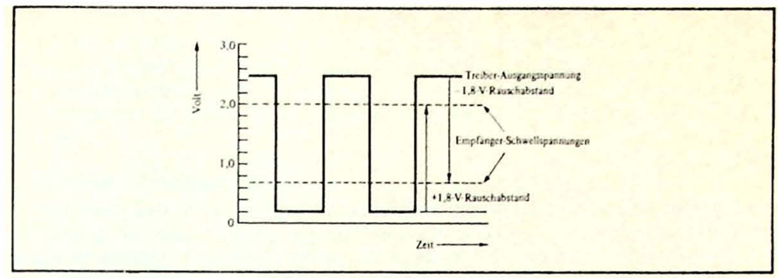


Bild 10.16
Rauschabstände mit dem Treiber SN 75451B und dem Empfänger SN 75154

SN 75138 Vierfacher Sende-Empfänger

Der vierfache Sende-Empfänger SN 75138 wurde für eine Zweiweg-Datenübertragung über eine unsymmetrische Sammelleitung entwickelt. Jeder von den identischen Kanälen besteht aus einem Treiber mit TTL-Eingängen und einem Empfänger mit TTL-Ausgang. Der Treiberausgang mit offenem Kollektor kann an Lasten bis zu 100 mA Strom liefern (50 Ω, 5 V). Der Empfängereingang ist intern mit dem Treiberausgang verbunden und besitzt eine hohe Impedanz, um eine minimale Belastung der Übertragungsleitung zu sichern. Infolge des hohen Stromes des Treiberausganges und der hohen Eingangsimpedanz des Empfängers kann eine große Anzahl (typisch mehrere hundert) Sende-Empfänger an eine einzige Datensammelleitung angeschlossen werden. *Bild 10.17* zeigt ein derartiges System.

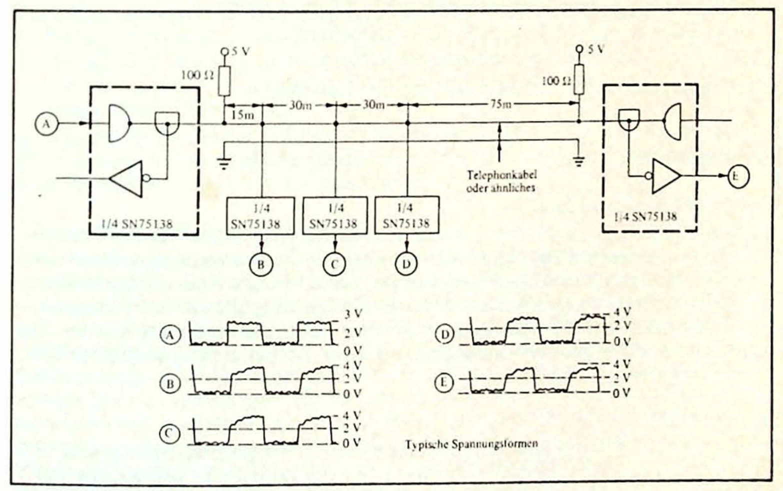


Bild 10.17
Party-line-Übertragung auf einer verdrillten Leitung mit 150 m Länge bei 1 MHz

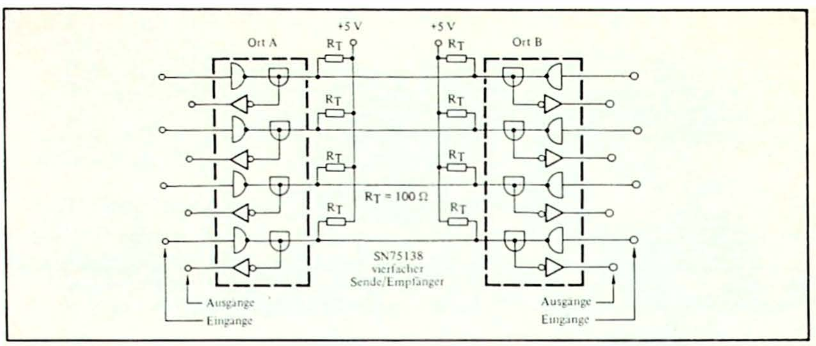


Bild 10.18
Mehrkanal-(parallele) Daten-Übertragung

Eine andere Anwendung, für die der SN 75138 besonders geeignet ist, stellt die mehrkanalige Datenübertragung in beiden Richtungen dar. Viele Speicheranwendungen benötigen diese Art der parallelen Übertragung zwischen zwei Orten. Die Schaltung in *Bild 10.18* zeigt, wie vier Datenkanäle als Sender oder Empfänger mit nur je einer integrierten Schaltung an jedem Ende arbeiten können. Bei einer typischen Übertragungsleitung von 100 Ω werden Abschlußwiderstände von ebenfalls 100 Ω zur Verbindung der Leitung an +5 V wie gezeigt verwendet. Die sich ergebenden Signalpegel auf den Leitungen sind typisch 0,3 V für log. "0" und 4,5 V für log. "1". In den meisten derartigen Anwendungen hat der Empfänger mit einer typischen Schwellspannung von 2,5 V einen Rauschabstand von ± 2 V oder mehr.

10.3 Übertragungssysteme mit symmetrischen Leitungen

10.3.1 Leitungsarten

Doppeltes Koaxialkabel

Ein Koaxialkabel mit zwei Leitern, wahrscheinlich das beste Kabel für die Übertragung auf symmetrischen Leitungen, wird vor allem für die Anwendung in Systemen mit hohen Umgebungsrauschpegeln verwendet. Seine Vorteile sind Unempfindlichkeit gegen Rauschstörungen, außerordentliche Gleichmäßigkeit und die Fähigkeit, Signale mit relativ hoher Frequenz zu verarbeiten. Nachteilig sind seine Kosten, Gewicht und die relativ hohe Kabelkapazität, die mehr Treiberleistung bei hohen Frequenzen erfordert.

Doppeldraht

Zwei lose Drähte können verwendet werden, wenn die Frequenzen niedrig und die Entfernungen kurz (< 1 m) sind. Daher kann die billigste Art der Verbindung aus zwei Leiterbahnen auf einer Printplatte bestehen. Die Anwendung ist normalerweise jedoch begrenzt, da die Impedanzeigenschaften sehr ungleichmäßig sind.

Verdrilltes Leitungspaar mit Abschirmung

Wie vorab erwähnt, bieten abgeschirmte verdrillte Leitungspaare zwar einigen Schutz gegen die Aufnahme von Störungen, haben jedoch im allgemeinen keine gleichmäßigen Impedanzeigenschaften und besitzen eine hohe Eigenkapazität. Sie sind jedoch sehr preiswert für kurze Verbindungen bei denen starke Rauschstörungen auftreten können.

Verdrillte Leitungspaare

Es gibt zwei Arten von verdrillten Leitungspaaren: Handverdrillte bzw. lose verdrillte Leitungen, wie sie oft in der Niederfrequenztechnik verwendet werden und die gleichmäßig maschinell verdrillte Leitung mit exakten Impedanzwerten. Die letztere ist für die Übertragung mit symmetrischen Leitungen zu empfehlen. Ihre Gleichmäßigkeit, niedrige Impedanz, geringe Kapazität und günstigen Kosten machen sie zur meistverwendeten symmetrischen Leitung für schnelle Datenübertragung. Ihr Vorteil liegt mehr in der Möglichkeit der Unterdrückung von Gleichtaktsignalen als in der Abschirmung gegen Störspannungen.

10.3.2 Vorteile von symmetrischen Systemen

Niedrige Kosten:

In den meisten Anwendungen können billige verdrillte Leitungen anstelle von Koaxialkabeln eingesetzt werden.

Niedrige Impedanz:

Verdrillte Leitungen haben Impedanzen von 50 bis 200 Ω, abhängig von der Drahtstärke, Isolation und Art der Verdrillung. Diese niedrige Impedanz verringert die Störaufnahme, wenn die Leitung richtig abgeschlossen ist.

Gleichmäßige Impedanz:

Infolge des Aufbaues der Leitung ist die Impedanz über ihre gesamte Länge sehr gleichförmig, wodurch sich ausgezeichnete Hochfrequenzeigenschaften für lange wie auch für relativ kurze Verbindungen ergeben.

Gleichtaktsignal-Eigenschaften:

Rauschen,Spannungssprünge und unerwünschte Signale werden von der Leitung symmetrisch aufgenommen (siehe *Bild 10.19*). Jedes Signal, das von einem Draht aufgenommen wird entspricht in der Amplitude und Phase dem im anderen Draht aufgenommenen. Wenn der Empfänger einen Differenzeingang besitzt, so verstärkt er die Gleichtaktsignale nicht, so daß die Unterdrückung des Rauschens von der Fähigkeit des Empfängers, Gleichtaktsignale zu unterdrücken, abhängt. Die induzierten Spannungen trachten sich gegenseitig auszulöschen, der verbleibende Rest ist ein Gleichtaktsignal und wird daher vom Empfänger unterdrückt. Bei extrem verrauschter Umgebung kann jedoch auch etwas Differenz-Rauschspannung erzeugt werden. Die Verschiebung der Schwellspannung durch Einführung einer Hysterese ergibt auch eine Unterdrückung der Differenz-Rauschspannung, allerdings auf Kosten der Eingangsempfindlichkeit. Ohne Hysteresis werden nur die Gleichtaktsignale unterdrückt.

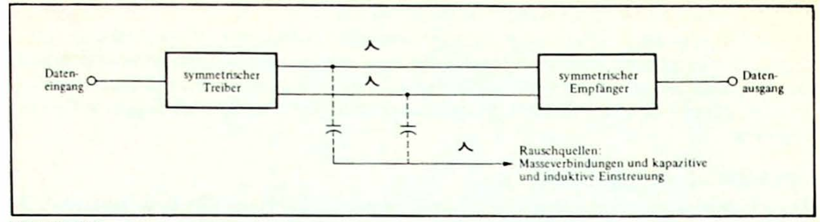


Bild 10.19
Rauschen in einem symmetrischen System

10.3.3
Treiber für symmetrische Leitungen (Differenz-Treiber)

Gatter für hohe Ströme als Spannungstreiber

Wie in den unsymmetrischen Anwendungen können spezielle Gatter mit hohen Ausgangsströmen als Treiber verwendet werden. Die grundlegende Schaltung zeigt *Bild 10.20*. Diese Anordnung kann mit Gattern, wie dem SN 74H40 aufgebaut werden oder mit Schaltungen, die speziell für diesen Zweck entwickelt wurden, realisiert werden. Die folgenden Treiber besitzen diese Art der Differenz-Steuerung:
SN 75113, SN 75114, SN 75183.

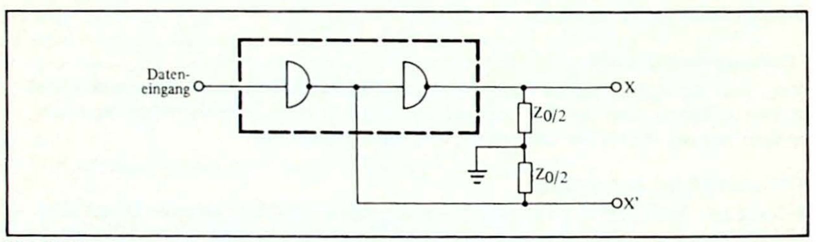


Bild 10.20
Grundlegender Differenz-(symmetrischer) Leitungstreiber

Periphere Treiber als Spannungstreiber

Periphere Treiber wurden als Anpaßschaltungen zwischen TTL und Relais, Lampen, Übertragungsleitungen etc. entwickelt. Da sie meistens größere Ströme verarbeiten können (300 bis 500 mA) können sie sowohl als Treiber für symmetrische wie unsymmetrische Leitungen dienen. *Bild 10.21* stellt ein Beispiel für die Verwendung eines peripheren Treibers als symmetrischer Leitungstreiber dar.

Stromtreiber

Treiber mit Konstantstrom-Ausgang wurden für niederohmige symmetrische Leitungen entwickelt, die nicht die zahlreichen Nachteile der spannungsgesteuerten Übertragung besitzen. Die grundsätzliche Funktion des Treibers ist, wie in *Bild 10.22* gezeigt wird, die Steuerung einer Differenz-Ausgangsschaltung die durch einen Kon-

stantstrom-Generator gespeist wird. Die Abschlußwiderstände der Leitung können wie gezeigt gegen Masse geführt werden, jedoch auch gegen $+U_{CC}$ oder an einen Punkt dazwischen.

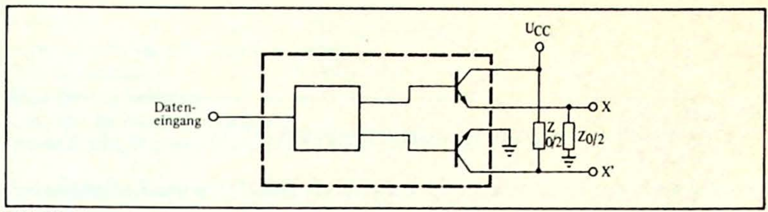


Bild 10.21
Peripherer Treiber als symmetrischer Leitungstreiber

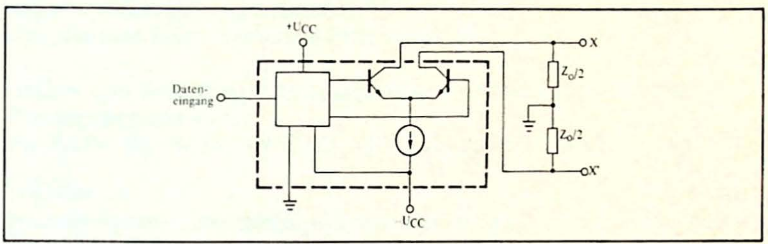


Bild 10.22
Symmetrischer Leitungstreiber mit Konstantstrom-Quelle (z.B. SN 75110)

10.3.4
Empfänger für symmetrische Leitungen (Differenz-Empfänger)

Die Empfänger müssen Differenzeingänge besitzen, um die Gleichtakteigenschaften der Datenübertragung auf symmetrischen Leitungen zu nützen. Die Ausgänge der Empfänger sind im allgemeinen kompatibel mit TTL-Logikpegeln.

Differenz-Leitungsempfänger für eine einzelne Betriebsspannung

Leitungsempfänger, die zum Anschluß an eine einzelne Versorgungsspannung entwickelt wurden, arbeiten gut, haben jedoch Grenzen. Das Arbeiten an einer einzelnen Betriebsspannung geht entweder auf Kosten des Gleichtaktbereiches oder der Empfindlichkeit. In den meisten Fällen wird die Empfindlichkeit verringert. Ebenso ist die Anwendung im Party-line-Betrieb oder an Sammelleitungen (bus-line) infolge der sich ergebenden niedrigen Eingangsimpedanz nicht zu empfehlen.

Differenz-Leitungsempfänger für zwei Versorgungsspannungen

Grundsätzlich ist dieser Empfänger ein Differenzverstärker mit hochohmigem Eingang, gefolgt von einem Gatterverstärker mit Austastmöglichkeit und Standard-TTL-

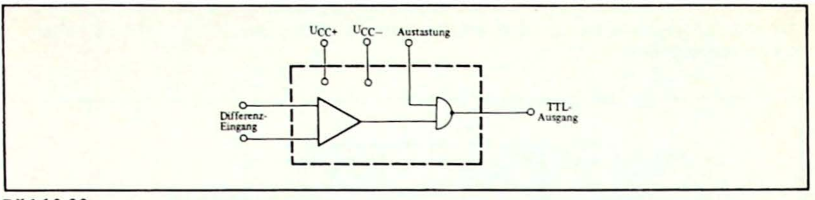


Bild 10.23
Differenz-Leitungsempfänger mit zwei Versorgungsspannungen

Ausgang wie in *Bild 10.23* gezeigt wird. Beispiele für diese Differenz-Leitungsverstärker sind:

SN 75107A	SN 75207	SN 75115
SN 75108A	SN 75208	SN 75182

10.4
Anwendungen von Leitungstreibern und Empfängern

10.4.1
Vergleich von Datenübertragungs-Systemen

Bevor die speziellen Anwendungen besprochen werden, ist es zweckmäßig die Eigenschaften der verschiedenen Typen von Leitungstreibern und Empfängern zusammenzustellen.

Gatter als Treiber und Empfänger für unsymmetrische Leitungen (SN 74H40, SN 7413 etc.)

Vorteile

Hohe Geschwindigkeiten (> 10 MHz)
TTL-kompatibel
Eine einzige Betriebsspannung
Allgemein verwendete Betriebsspannungen

Nachteile

Nur für kurze Leitungen (< 1 m)
Empfindlich gegen Rauschstörungen
Keine Gleichtaktunterdrückung
Probleme beim Ansteuern von Leitungen mit niedriger Impedanz
Schlechte Empfängerempfindlichkeit
Schlechte Eigenschaften für Party-line-Betrieb

Andere Spannungstreiber und Empfänger für unsymmetrische Leitungen (SN 75121, SN 75123, SN 75122, SN 75124, SN 75138, SN 75154, SN 75189, SN 75450, SN 75361A)

Vorteile

Hohe Geschwindigkeiten (> 10 MHz)
TTL-kompatibel
Hohe Treiberleistung
Eine einzige Betriebsspannung
Unempfindlich gegen Rauschstörungen in manchen Fällen

Nachteile

Hoher Leistungsverbrauch
Keine Gleichtaktunterdrückung
Empfindlich gegen Rauschspannungsspitzen
Schlechte Empfängerempfindlichkeit
Schlechte bzw. keine Eignung für Party-line-Betrieb

Treiber und Empfänger für symmetrische Leitungen und einer einzelnen Versorgungsspannung (SN 75113, SN 75114, SN 75183, SN 75115, SN 75182, SN 75116, SN 75117)

Vorteile

Geschwindigkeiten bis 10 MHz
TTL-kompatibel
Gute Gleichtaktunterdrückung
Eine einzige Versorgungsspannung

Nachteile

Hoher Leistungsverbrauch
Frequenz begrenzt
Hohe Leitungsverluste
Begrenzte Eignung für Party-line-Betrieb
Schlechte Empfängerempfindlichkeit

Empfänger für symmetrische Leitungen mit Betriebsspannungen und Stromtreiber (SN 75107A, SN 75108A, SN 75109, SN 75110, SN 75207, SN 75208)

Vorteile

Sehr hohe Geschwindigkeiten (> 10 MHz)
TTL-kompatibel
Allgemeine Betriebsspannungen
Einfaches Treiben von niederohmigen Leitungen
Hohe Gleichtaktunterdrückung
Nicht empfindlich gegen Systemrauschen
Niedriger Leistungsverbrauch der Treiber

Lange Übertragungsleitungen möglich (> 2000 m)
Gute Empfängerempfindlichkeit
Externe Austastmöglichkeit
Gute Eignung für Party-line-Betrieb
Hohe Ausgangsimpedanz des Empfängers
Tastung TTL-kompatibel
Gute Temperaturstabilität

Nachteile

Zweifache Stromversorgung
Symmetrische Leitungen erforderlich
Mittlere Aussteuerungsfähigkeit für Gleichtaktsignale

10.4.2
Eigenschaften der Leitungen

Um die richtige Leitung auszuwählen, ist es nützlich deren Eigenschaften genau zu kennen. Es werden daher besonders die Leitungen aus verdrillten Drähten und die Koaxialkabel betrachtet.

Leitungen aus verdrillten Drahtpaaren

Derartige Leitungen gibt es in unzähligen Ausführungen. Die Drahtstärke, Isolation und die Zahl der Verdrillungen pro Meter bestimmen die Übertragungseigenschaften.

Die meisten Drahthersteller bieten zwei grundlegende Typen von maschinell verdrillten Leitungen an. 1. Leicht verdrillte Drähte, die gewöhnlich keine genau spezifizierte Impedanz besitzen und als Niederfrequenzkabel verwendet werden.
2. Verdrillte Drahtpaare, die als Telefonleitungen und für die Datenübertragung dienen. Die charakteristische Impedanz dieser Leitungen wird meist genau spezifiziert.

Die grundlegenden Eigenschaften verdrillter Leitungen, wie sie gewöhnlich für die Datenübertragung verwendet werden, sind in der *Tabelle 10.1* aufgeführt. Der in *Bild 10.24* gezeigte Dämpfungsverlauf ist typisch für diese Art von Leitungen.

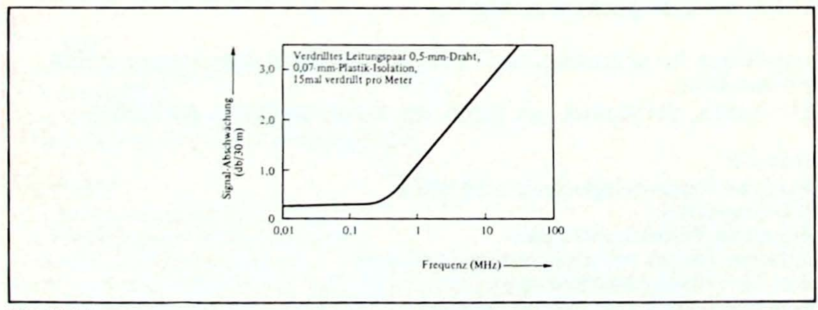


Bild 10.24
Abschwächung auf einem typischen verdrillten Leitungspaar

Beschreibung	Impedanz (Ω)	Draht	Kapazität/Meter (pF)	Hersteller	Typenbezeichnung
Abgeschirmtes verdrilltes Paar	100	0,5 mm Litze	45	Belden	8227
Verdrilltes Paar mit Vinyl-Isolation	110	0,5 mm Draht	36	Belden	8481
Verdrilltes Paar mit Plastiküberzug	110	0,5 mm Draht	75	Alpha	1793
Verdrilltes Paar mit Plastik-Isolation	100	0,5 mm Litze	45	Alpha	1918
Verdrilltes Paar mit Vinyl-Isolation	100	0,5 mm Draht	45	Belden	8795

Tabelle 10.1
Eigenschaften von verdrillten Leitungspaaren

Koaxialkabel

Koaxiale Übertragungsleitungen bieten eine gute Abschirmung gegen die Einstrahlung von Rauschstörungen und gegen Übersprechen. Obwohl sie im allgemeinen für unsymmetrische Übertragung verwendet werden, können Zweifach-Koaxialkabel für symmetrische Übertragung eingesetzt werden. Die Impedanzeigenschaften sind sehr gleichförmig und Impedanzwerte im Bereich von 50 bis 200 Ω sind leicht erreichbar.
Die Eigenschaften typischer RG/U-Kabel sind in der *Tabelle 10.2* aufgezählt. Viele Hersteller fertigen RG/U-Kabel nach MIL-Spezifikationen. Diese haben daher besonders gute Gleichmäßigkeit und Standarddaten. Die Signalabschwächung in Koaxialkabeln ist frequenzabhängig, wie in *Bild 10.25* dargestellt wird.

Type		Nominelle Impedanz (Ω)	Nominelle Kapazität/Meter (pF)	Dämpfung/100 m $f \approx 10$ MHz (dB)
RG-58A/U	0,5 mm Litze	50	90	4,8
RG-59B/U	0,5 mm Kupferdraht	75	60	3,3
RG-63B/U	0,5 mm Kupferdraht	125	30	1,8
RG-22B/U Zweifach	Zwei Litzen	95	48	4,8

Tabelle 10.2
Eigenschaften von typischen Koaxialkabeln

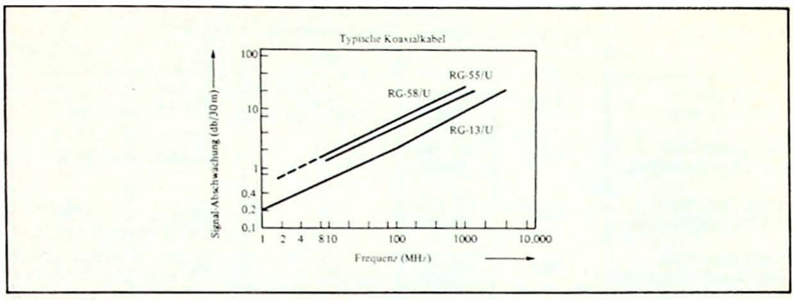


Bild 10.25
Dämpfung von typischen Koaxialkabeln

10.4.3 Unsymmetrische Systeme

Treiber SN 74H40 und Empfänger SN 7400

Diese Schaltungen werden innerhalb eines Gehäuses oder Einschubschrankes verwendet, um TTL-Daten über kurze Entfernungen (≤ 1 m) zwischen Printplatten zu übertragen, wenn der umgebende Störpegel nicht zu hoch liegt. Die Schaltung ist in *Bild 10.26* dargestellt.

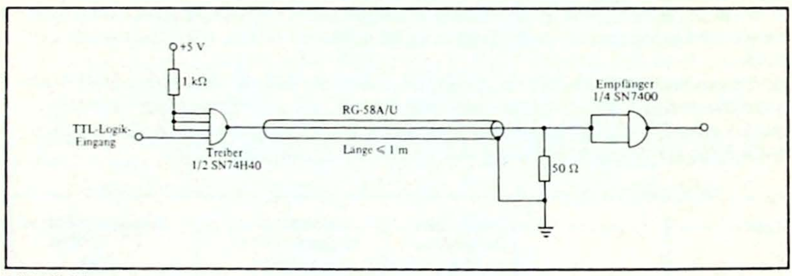


Bild 10.26
Treiber SN 74H40 mit Empfänger SN 7400

Die Übertragungsleitung ist am Treiberende durch den Treiber selbst ordnungsgemäß angepaßt. Das empfängerseitige Ende der Leitung sollte mit 50 Ω abgeschlossen werden, um die Leitungsreflexionen möglichst niedrig zu halten. Mit diesem System können Frequenzen bis zu 20 MHz verarbeitet werden. Die Rauschabstände betragen mindestens ± 0,4 V. Die gesamte Systemlaufzeit vom Treibereingang bis zum Empfängerausgang ist mit einem Kabel von 1-m-Länge typisch 24 ns. Das Signal benötigt dabei durch den Treiber 8,5 ns, durch das Kabel 4,5 ns und durch den Empfänger 11,0 ns. Koaxialkabel haben eine typische Laufzeit von etwa 4,5 ns/m.

Leitung

Infolge des Vorliegens von anderen Logikschaltungen im System sollte ein gutes Koaxialkabel für die Verbindung verwendet werden. Ein Koaxialkabel RG-58A/U wäre für diese Anwendung geeignet. Seine charakteristische Impedanz von 50 Ω ist etwa gleich groß wie die Ausgangsimpedanz des SN 74H40.

Treiber

Es ist ein Gatter mit hohem Ausgangsstrom oder aus der H-Serie erforderlich, um genügend Treiberleistung für die meisten Koaxialkabel zu liefern. Eine derartige Schaltung ist beispielsweise der NAND-Puffer SN 74H40, der einen log. "1"-Pegel mit 2,5 V an eine 50-Ω-Leitung abgibt.

Empfänger

Jedes der Gatter der Seire SN 7400 oder andere TTL-Logikgatter können mit guten Ergebnissen verwendet werden.

Sechsfach-Puffer SN 7407 als Treiber und Empfänger

Ein Sechsfach-Puffer mit Ausgängen mit offenem Kollektor und ausreichenden Strömen findet vielfältige Anwendungsmöglichkeiten in Logiksystemen. Da diese Schaltung häufig verwendet wird und sechs Gatter pro Gehäuse enthält, ist der SN 7407 als Leitungstreiber und Empfänger sehr beliebt. Die Anwendung liegt wieder hauptsächlich für kurze Leitungen bis zu 1 m, wobei Koaxialkabel zu empfehlen sind. Die Schaltung wird in *Bild 10.27* dargestellt. Mit diesem System können Frequen-

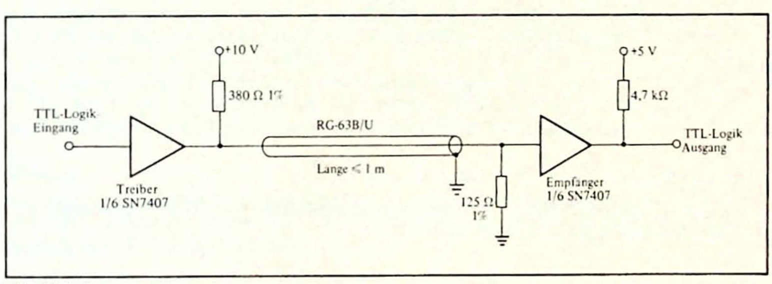


Bild 10.27
SN 7407 Treiber und Empfänger

zen bis zu 10 MHz übertragen werden. Unter ungünstigsten Bedingungen liegen die Rauschabstände bei ± 0,4 V. Die Signallaufzeiten liegen bei 45 ns. Obwohl dies nicht so schnell wie bei der vorausgehenden Schaltung ist, macht die Verwendung dieser populären Schaltung sie für kurze Übertragungslängen sehr beliebt.

Kabel

Infolge des begrenzten Stromes des SN 7407 benötigt man Koaxialkabel mit höherer Impedanz. Das RG-83B/U mit einer Impedanz von 125 Ω stellt eine gute Wahl für diese Anwendung dar.

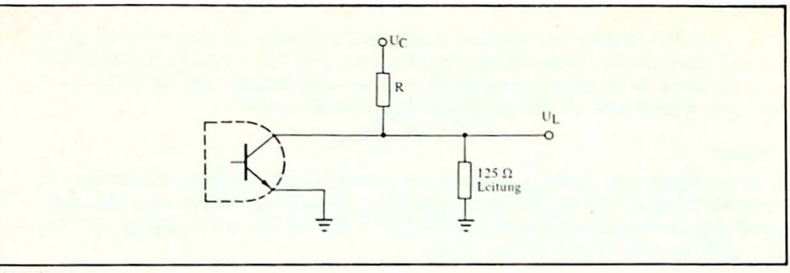


Bild 10.28
Bestimmung des Pull-Up-Widerstandes

Berechnung des Pull-Up-Widerstandes

Der Treiber muß einen Pull-Up-Widerstand besitzen (*Bild 10.28*), der groß genug ist, den Sink-Strom des Treibers auf maximal 30 mA zu begrenzen, während noch ein ausreichender log. "1"-Pegel für die 125-Ω-Übertragungsleitung gesichert werden muß. Wenn ein log. "1"-Pegel von 2,5 V für eine 125-Ω-Leitung geliefert werden soll, ist ein Strom von wenigstens 20 mA erforderlich. Unter Berücksichtigung einiger Abweichungen der Betriebsspannung wird ein maximaler Sink-Strom von 25 mA gewählt. Die Sättigungsspannung $U_{CE(sat)}$ bei 25 mA liegt bei 0,6 V. U_C und R kann man gleichzeitig aus den folgenden Gleichungen berechnen:

$$R = \frac{U_C - U_{CE(sat)}}{I_{sink(max)}} = \frac{U_C - 0{,}6\ V}{25\ mA}$$

und

$$R = \frac{U_C - U_L}{I_{Leitung(min)}} = \frac{U_C - 2{,}5\ V}{25\ mA}$$

Daraus ergibt sich: $U_C = 10{,}1$ V und R = 380 Ω.

Bei Verwendung dieser Werte und einer Betriebsspannung von 10 V ± 10% ergeben sich für die ungünstigsten Bedingungen:

$$U_C = 11\ V \quad I_{sink} = \frac{11\ V - 0{,}6\ V}{380\ \Omega} + 1{,}6\ mA$$

$$= 27{,}4\ mA + 1{,}6\ mA = 29\ mA \text{ (innerhalb der Grenze von 30 mA)}$$

$$U_C = 9\ V \quad U_L = \frac{R_L}{R + R_L}\, U_C$$

$$= \frac{125\ \Omega}{505\ \Omega}\ (9\ V)$$

$$= 2{,}23\ V \text{ (über dem Minimum von 2,0 V)}$$

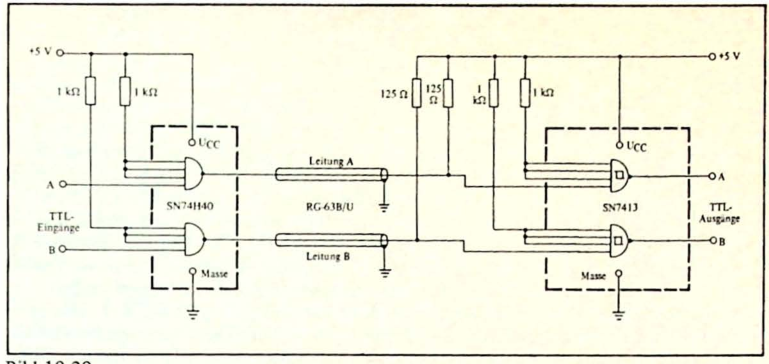


Bild 10.29
Treiber SN74H40 mit Empfänger SN7413

Treiber SN 74H40 mit Schmitt-Trigger SN 7413 als Empfänger

Dieses System besitzt den Vorteil, mit einer einzigen, in Logikschaltungen üblichen Versorgungsspannung von +5 V auszukommen. Diese Schaltung kann auch für Übertragungen auf kurzen Leitungen verwendet werden, wodurch sich einige Verbesserungen in der Rauschunempfindlichkeit im Vergleich zum SN 7407 ergeben. Die Zweikanal-Schaltung wird in *Bild 10.29* dargestellt. Die resultierenden Eingangsspannungspegel des Empfängers betragen etwa 4,8 V für den log. “1”-Pegel und 0,4 V für den log. “0”-Pegel. Die typischen Eingangs-Schwellspannungen für den Empfänger sind 0,9 V für die abfallende und 1,7 V für die ansteigende Flanke der Eingangsspannung. Die sich ergebenden Rauschabstände sind –3,9 V und +1,3 V. Die Signalverzögerungen liegen bei 25 ns plus 4,5 ns pro Meter der Leitung. Die Schaltung kann bis zu Frequenzen von 10 MHz eingesetzt werden.

Leitung

Es kann eine verdrillte Doppelleitung mit 125 Ω oder ein Koaxialkabel mit derselben Impedanz verwendet werden. Da die Schaltung unsymmetrisch arbeitet, wäre ein Koaxialkabel RG-63B/U am besten geeignet.

Treiber

Das vierfache positive NAND-Gatter SN 74H40 liefert genügend Strom um diese Leitung zu treiben. Zwei Gatter pro Gehäuse gestatten einen Zweikanalbetrieb und die Mehrfacheingänge erlauben eine Austastung. Der Ausgang des Treibers wird am empfängerseitigen Ende mit einem Widerstand von 125 Ω gegen +5 V angepaßt. Mit diesem Widerstand nimmt der Treiber bis zu 40 mA auf und liefert hierbei ein ordnungsgemäßes log. “0” an den Empfänger.

Empfänger

Der Schmitt-Trigger SN 7413 wurde als Empfänger gewählt. Durch seine Eingangscharakteristik schaltet er sehr rasch und seine Hysterese verbessert den Rauschabstand.

Kombination eines peripheren Treibers mit dem Schmitt-Trigger SN 7413

Schaltungen dieser Art können bei Anwendungen mit kurzen Leitungen verwendet werden, bei denen ein besserer Rauschabstand erforderlich ist, sowie bei längeren Leitungen (bis 30 m), bei denen die Umgebungsbedingungen nicht extrem ungünstig sind. Dieses Verfahren kann vor allem bei Datenübertragungen zwischen benachbarten Geräten oder Systemen innerhalb eines Raumes eingesetzt werden. Für dieses Beispiel wird der SN 75453B als Treiber verwendet. Die gewählte Schaltung (siehe *Bild 10.30*) erfordert einen Abschluß an beiden Enden der Übertragungsleitung zum Arbeiten mit maximalen Frequenzen ohne Reflexionen. Der Abschlußwiderstand auf der Treiberseite liegt an +5 V, der Abschlußwiderstand am Empfängerende an Masse. Der log. "1"-Pegel am Empfänger ist +2,5 V, der log. "0"-Pegel typisch 0,3 V. Die Schwellpegel betragen unter ungünstigsten Umständen 1,5 V für die ansteigende und 1,1 V für die abfallende Flanke der Eingangsspannung. Die sich ergebenden Rauschabstände sind unter ungünstigsten Bedingungen +1,2 V und –1,4 V. Die typischen Rauschabstände liegen bei +1,4 V und –1,6 V. Die Signalverzögerungen betragen etwa 35 ns für den Treiber, 18 ns für den Empfänger und 150 ns für die 30-m-Leitung. Zusammen also ein t_{PD} von etwa 203 ns für das ganze System. Wenn der Treiber mit einem log. "1"-Pegel am Austasteingang gesperrt wird, so wird der Ausgang des Empfängers log. "0".

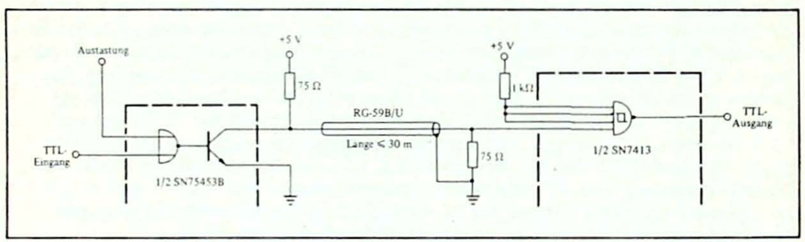


Bild 10.30
Treiber SN75453B mit Empfänger SN7413

Leitung

Infolge der unsymmetrischen Übertragung und des möglichen hohen Störpegels der Umgebung ist ein Koaxialkabel zu empfehlen. Es können verschiedene Typen von Koaxialkabeln verwendet werden, da der Treiber genügend Leistung sowohl für niederohmige wie mittlere und hochohmige Kabel aufbringen kann. In diesem Beispiel wird ein 75 Ω-Koaxialkabel RG-59B/U eingesetzt.

Treiber

Es wird der SN 75453B infolge seiner Logikeigenschaften gewählt. Seine positive ODER-Funktion gestattet die Steuerung eines Einganges als Austasteingang, welcher low sein muß um eine Übertragung der Daten zu ermöglichen. Die Leistung des Treibers gestattet die Verwendung von niederohmigen Koaxialkabeln.

Empfänger

Der Schmitt-Trigger SN 7413 sichert einen zusätzlichen Rauschabstand. Die Verwen-

dung dieses Empfängers mit dem SN 75453B ergibt einen Rauschabstand, der etwa dreimal so groß wie der von Standardgattern ist.

Treiber SN 75451B mit Empfänger SN 75140

In einigen unsymmetrischen Anwendungen, bei denen ein Koaxialkabel mit extremen Längen verwendet wird, sind zwei Anforderungen wesentlich: 1. Eine hohe Empfängerempfindlichkeit. 2. Der Treiber muß große Signale bei hohen Frequenzen schalten. Der SN 75451B mit einem Ausgangsstrom von 300 mA und geringen Verlusten durch eine niedrige Sättigungsspannung kann Koaxialkabel bei hohen Frequenzen mit Signalpegeln nahezu bis zur Höhe der gesamten Spannung U_{CC} treiben. Der Empfänger SN 75140, der nur eine einzelne Betriebsspannung von +5 V benötigt, hat eine Empfindlichkeit von ± 100 mV und eine einstellbare Schwelle um einen optimalen Rauschabstand zu erzielen.
Bild 10.31 zeigt eine typische Anwendung für eine lange Übertragungsleitung. Leitungen mit 3000-m-Länge oder mehr können mit dieser Anordnung verwendet werden.

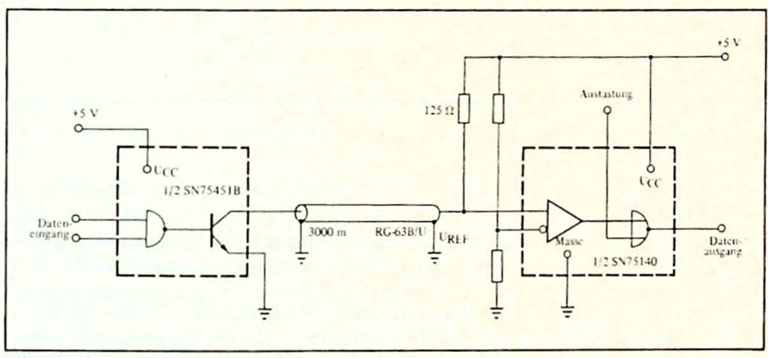


Bild 10.31
Schnelle Datenübertragung auf langen unsymmetrischen Leitungen

Treiber SN 75121 mit Empfänger SN 75122

Diese Schaltungen wurden vor allem für unsymmetrische Anwendungen entwickelt und können für niederohmige Koaxialkabel eingesetzt werden. Diese Kombination ist besonders für den Einsatz in der Luftfahrt oder in militärischen Geräten geeignet, bei denen 50-oder 75-Ω-Koaxialkabel erforderlich sind. Durch den Emitterfolger-Ausgang des Treibers und der daraus resultierenden hohen Ausgangsimpedanz im abgeschalteten Zustand ist die Anwendung für Sammelleitungen oder Party-line-Betrieb möglich.
Bild 10.32 zeigt den SN 75121 und SN 75122 in einer Anwendung mit Party-line-Betrieb. Mit einer typischen Schwellspannungs-Hysterese des Empfängers von 0,5 V und einer Schwellspannung für die negative Flanke von 1,3 V, sowie für die positive Flanke von 1,8 V ergibt sich ein zufriedenstellender Rauschabstand. Die typischen Ausgangspegel des Treibers sind 3,7 V und 0 V. In diesem Beispiel sind die Rauschabstände +1,8 V und −2,4 V.

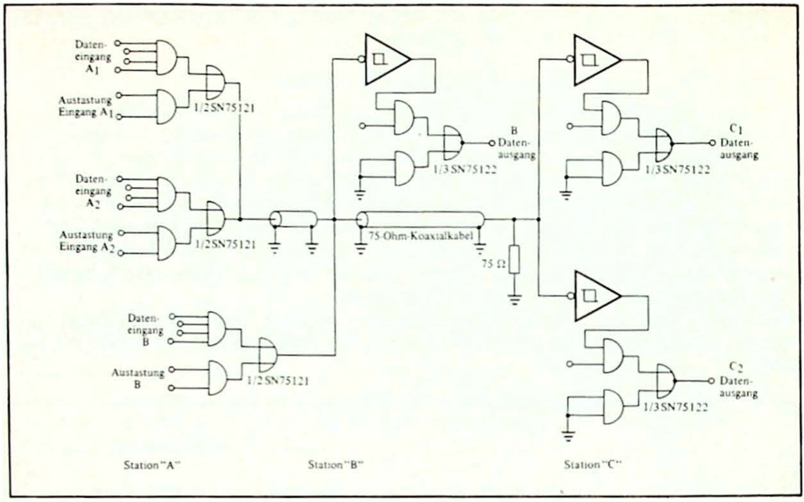


Bild 10.32
Party-line-Betrieb mit unsymmetrischen Leitungen

Vierfach MOS-Treiber SN 75365 mit Vierfach-Leitungsempfänger SN 75154

Diese Kombination ergibt ein Vierkanal-System (siehe *Bild 10.33*) mit sehr guten Eigenschaften. Bei Verbindung des U_{CC2}-Anschlusses des Treibers mit der +5-V-Betriebsspannung wird der log. "1"- und der log. "0"-Pegel am Empfängereingang 4,5 V bzw. 0,5 V. Legt man die Anschlüsse für die Schwellspannung über R_H an +5 V, so kann die Schwellspannung für die negative Flanke der Eingangsspannung (log. "0"-Pegel) bis auf +1,5 V eingestellt werden. Dies ergibt einen Rauschabstand für die negative Flanke von 3 V und für die positive Flanke von 1,7 V.
Legt man den Anschluß U_{CC2} des Treibers auf 12 V anstatt auf 5 V, so erhöht sich der Aussteuerbereich der Empfängereingänge auf etwa 11,0 V bis 1,0 V. Wird ferner der Steuereingang für die Hysterese auf +5 V gelegt, so werden die Rauschabstände –12 V und +1,2 V. Eine merkliche Verbesserung des positiven Rauschabstandes kann man erzielen, wenn man den Empfänger SN 75152 verwendet und die Hysterese symmetrisch zu einem Bezugspunkt in der Mitte des Eingangssignal-Bereiches einstellt. Rauschabstände von ± 4,5 V sind möglich.

Leitung

Es wird ein Koaxialkabel RG-63B/U mit 125 Ω empfohlen.

Treiber

Ein Vierfach-Treiber SN 75365 mit Totem-Pole-Ausgängen, die an die gewünschte Spannung U_{CC2} gelegt werden. Der Eingang ist TTL-kompatibel und die Ausgangs-Source- und Sink-Ströme sind 160 mA.

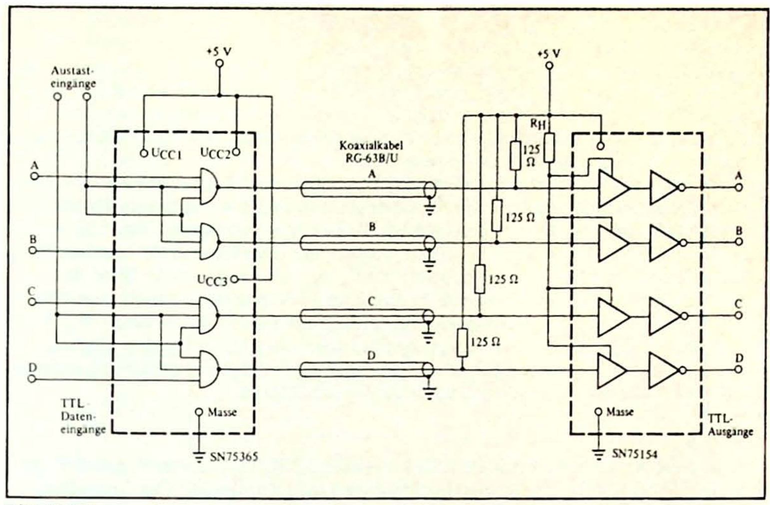


Bild 10.33
Treiber SN75365 mit Empfänger SN75154

Empfänger

Der SN 75154 mit hohem Eingangsspannungs-Bereich (± 25 V) und einstellbarer Hysterese für optimale Unempfindlichkeit gegen Rauschen gestattet den Betrieb von vier Leitungen mit nur einem Treiber- und einem Empfänger-Gehäuse.

Treiber SN 75150 und Empfänger SN 75154

Diese Anordnung (*Bild 10.34*) verwendet Schaltungen die für die Anwendung in Modem-Systemen entwickelt wurden, bei denen der Interface-Treiber und Empfän-

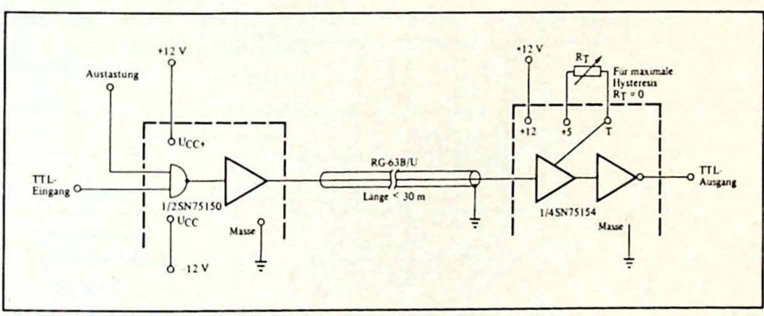


Bild 10.34
Treiber SN75150 mit Empfänger SN75154

ger den EIA-Spezifikationen RS-232-C entsprechen müssen. Obwohl diese spezielle Anwendung die Datenübertragung über eine Leitung darstellt, bei der die RS-232-C-Spezifikationen nicht angewendet werden, bietet diese Serie von Schaltungen ausgezeichnete Rauschabstände infolge ihrer Entwicklungsdaten. Dieses Verfahren kann vor allem bei unsymmetrischer Übertragung verwendet werden, bei der eine mittlere Leitungslänge (bis 30 m) und eine nicht zu hohe Frequenz (unter 100 kHz) gefordert wird, sowie eine stark gestörte Umgebung vorliegt.
Die Übertragungsleitung ist nicht angepaßt, wie in *Bild 10.34* gezeigt wird. Die Hysterese des Empfängers wird mittels R_T so eingestellt, daß man optimale Ergebnisse für Rauschabstand und sicheres Schalten erhält. Der Austasteingang des Treibers kann an einen TTL-Logikpegel "1" gelegt werden, um ihn eingeschaltet zu lassen. Log. "1"-Pegel am Empfängereingang sind +8 V, log. "0"-Pegel −8 V. Wird der Schwellspannungsanschluß (Anschluß 5) direkt an +5 V gelegt, so erhält man die größte Hysterese. Die sich ergebenden Rauschabstände sind +10,2 V und −9,1 V (siehe *Bild 10.35*). Die Signalverzögerungen betragen etwa 60 ns für den Treiber und 22 ns für den Empfänger. Bei 30-m-Leitungslänge beträgt die gesamte Laufzeit t_{PD} vom Treiberausgang bis zum Empfänger typisch 230 ns.

Leitung

Das für diese Anwendung gewählte Kabel ist das RG-63B/U. Um einen guten Pegel vom SN 75150 zu erhalten, ist eine hochohmige Last erforderlich. Die Impedanz des RG-63B/U ist 125 Ω. Die Kapazität dieses Kabels beträgt nur etwa 30 pF pro Meter, so daß der Treiber mit seiner höchstmöglichen Frequenz arbeiten kann.

Treiber

Der SN 75150 liefert sowohl positive wie negative Ausgangspegel und ergibt dadurch größere Rauschabstände.

Empfänger

Der SN 75154 ist speziell geeignet, mit dem Treiber SN 75150 zu arbeiten. Sein weiter Einstellbereich der Hysterese sichert den höchstmöglichen Rauschabstand unter

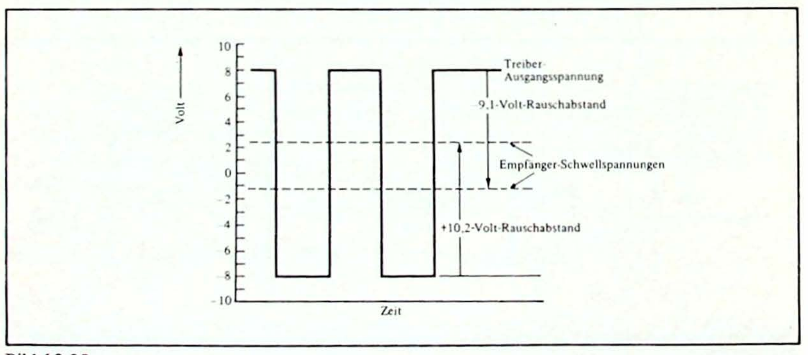


Bild 10.35
Rauschabstände mit dem Treiber SN75150 und dem Empfänger SN75154

diesen Bedingungen. Nahezu zehnfacher Rauschabstand gegenüber Standardgattern ist erreichbar.

Treiber SN 75150 und Empfänger SN 75154 in Anwendung nach EIA RS-232-C

Diese Ausführung eines Übertragungssystemes wurde entwickelt um den EIA RS-RS-232-C-Spezifikationen für das Arbeiten mit Modems (Modulator-Demodulator-Systemen) zu genügen. Sie dienen vor allem als Übertragungsschaltungen zwischen Datenterminals und dem Datenmodem (*Bild 10.36*). Die grundlegende Terminologie und die Spezifikationen der in diesen Systemen verwendeten Schaltungen werden nachstehend aufgeführt:

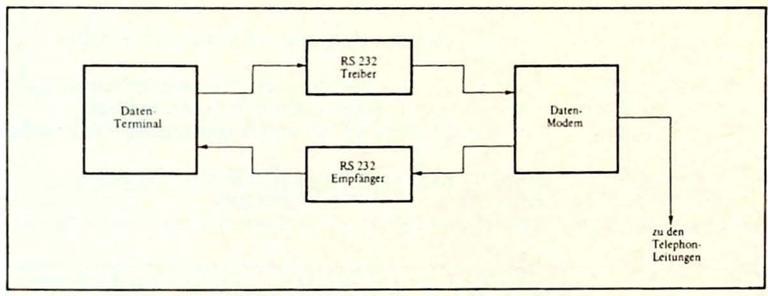


Bild 10.36
Übergangsschaltung vom Daten-Terminal zum Modem

Definitionen

Interchange Voltage (Schnittstellenspannung oder Übergangsspannung): Die Spannung am Übergangspunkt bzw. an der Schnittstelle zwischen dem Modem und dem Interface-Treiber oder Empfänger.
Marking (Zeichen): Die Bedingung, wenn eine Schnittstellenspannung negativer als −3 V gegenüber Masse ist.
Transition Region (Übergangsbereich): Der Bereich zwischen plus und minus 3 V.
Die Tabelle zeigt die Beziehung zwischen den Daten und den Zuständen der Schnittstellenspannung.

	Schnittstellen-Spannung		
Bemerkung	Negativ > -3 V	Positiv $> +3$ V	-3 V bis $+3$ V
Binärzustand	1	0	im Übergang
Signalbedingung	Zeichen	Pause	im Übergang
Funktion	Aus	Ein	im Übergang

Tabelle 10.3
Beziehung zwischen Daten und Schnittstellen-Spannung

Anforderungen an den Treiber

Der Ausgang muß zerstörungssicher sein gegen Leerlauf oder einen Kurzschluß gegen Masse, Betriebsspannung oder jeden Leiter des Verbindungskabels.
Die Impedanz im Aus-Zustand muß ⩾ 300 Ω sein.
Der Kurzschlußstrom des Ausganges muß kleiner sein als 0,5 A.
Die absoluten Werte der Ausgangsspannung an einer 3000- oder 7000-Ω-Last müssen ⩾ 5 V und ⩽ 15 V sein.
Die Anstiegs- und Abfallzeiten der Ausgangsspannung innerhalb der Übergangsgrenzen von plus und minus 3 V sollten 1 ms nicht übersteigen.
Die Ansteigsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung soll nicht über 30 µs/V liegen.
Die Geschwindigkeit der Verarbeitung der Daten sollte bis zu 20.000 Bits/s betragen.

Anforderungen an den Empfänger

Die Eingangsimpedanz bei einer Eingangsspannung von ± 3 V bis ± 25 V sollte ⩾ 3000 Ω und ⩽ 7000 Ω sein.
Die kapazitive Belastung durch den Empfängereingang und das angeschlossene Kabel soll nicht über 2500 pF liegen und keine induktiven Komponenten besitzen.
Die Eingangsspannung bei offener Schaltung soll am Empfängereingang 2,0 V nicht übersteigen.
Die Datenverarbeitungs-Geschwindigkeit sollte bis zu 20.000 Bits/s betragen.
Der Eingang muß Spannungen von –25 V bis +25 V vertragen.
Ausgangsbedingungen: Siehe *Tabelle 10.4*

Eingangs-Pegel (V)	Ausgangs-Logikzustand
–3 bis –25	1
+3 bis +25	0
+3 bis –3	Übergangsbereich

Tabelle 10.4
Eingangs-Ausgangs-Beziehungen

Zweifach-Treiber SN 75150

Der Zweifach-Treiber SN 75150 wurde für die Steuerung durch DTL- und TTL-Logiksignale entwickelt, um ein Datenmodem innerhalb der durch den EIA-Standard-RS-232-C bedingten Grenzen zu betreiben.

Versorgungsspannungen: U_{CC1} = +12 V ± 10%
U_{CC2} = –12 V ± 10%

Temperaturbereich: 0 °C bis 70 °C

Gehäuse: Dual-in-Line, 8polig, Plastik (P)
Dual-in-Line, 14polig, Plastik (N)
Dual-in-Line, 14polig, Keramik (J)
(siehe *Bild 10.37*)

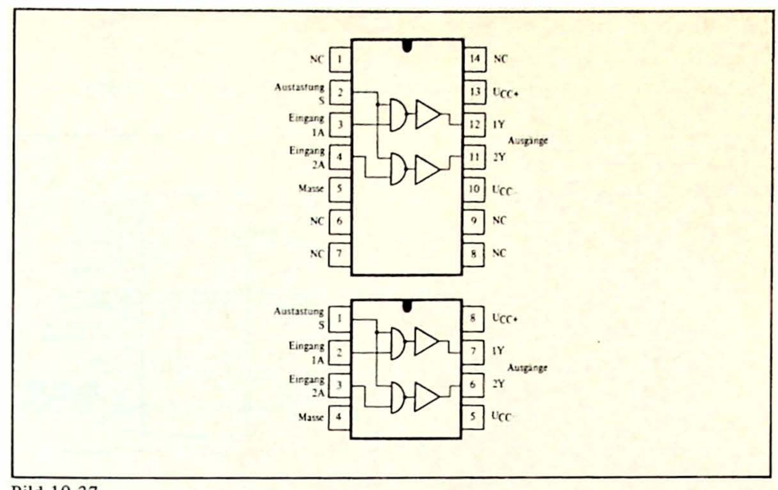


Bild 10.37
SN75150 Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung

Spezielle Eigenschaften: Gemeinsamer Austast-Eingang
Eine Übergangszeit von 1 μs durch den ± 3 V Bereich mit der vollen Last von 2500 pF
Erfüllt alle Dynamik-Anforderungen der RS-232-C-Schutzschaltung bei Kurzschluß gegen Masse oder ± 25 V

Vierfach-Empfänger SN 75154 für Modem-Anwendungen

Diese Schaltung wurde zur Anpassung des Datenmodems an TTL- oder DTL-Schaltungen gemäß dem EIA-Standard RS-232-C entwickelt.

Betriebsspannung: +5 V oder wahlweise +12 V

Temperaturspannung: 0 °C bis 70 °C

Gehäuse: Dual-in-Line, 16polig N oder J (siehe *Bild 10.38*)

Andere Eigenschaften: Eingangswiderstand 3000 bis 7000 Ω für den vollen RS-232-C-Spannungsbereich
Interne einstellbare Schwellspannung um die Zuverlässigkeitsanforderungen ohne externe Komponenten zu erfüllen.
Interne Hysterese für erhöhte Störsicherheit gegen Rauschen
TTL-Ausgang mit aktiver Pull-Up- und Pull-Down-Schaltung für gleiche Ansteigs- und Abfallzeiten.

Zweifach-Empfänger SN 75152 für Modem-Anwendungen

Dieser wurde sowohl für MIL-STD-188C und EIA-Standard RS-232-C entwickelt.

Betriebsspannungen: +12 V und −12 V

Temperaturbereich: 0 °C bis 70 °C

Gehäuse: Dual-in-Line, 16polig N oder J (siehe *Bild 10.39*)

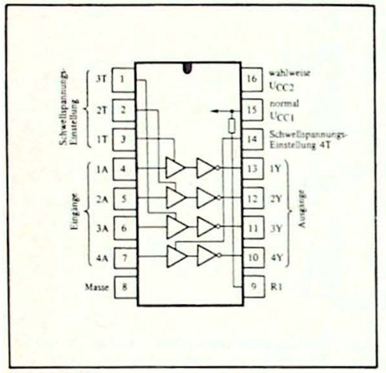


Bild 10.38
SN75154 Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung

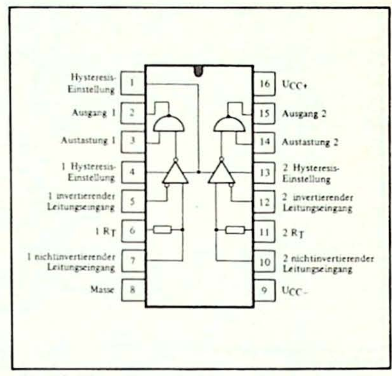


Bild 10.39
SN75152 Funktions-Schaltbild und Anschlußbelegung

Andere Eigenschaften: Zweifach-Differenzverstärker mit unabhängiger Austastung
Bereich der Gleichtakteingangsspannung ± 25 V
Bereich der Differenzeingangsspannung, ein Eingang geerdet, ± 25 V (siehe *Bild 10.40*)
Kontinuierlich einstellbare Hysterese mit externen Widerständen von ± 0,3 V bis ± 5 V typisch (siehe *Bild 10.41*)
Eingangs-Schwellspannung stabil bei Betriebsspannung- und Temperaturänderungen

Treiber SN 75150 und Empfänger SN 75152 in MIL-STD-188C-Anwendungen

Obwohl der SN 75150 vor allem für die Verwendung in Interface-Systemen gemäß EIA RS-232-C entwickelt wurde, kann er auch in Übereinstimmung mit den militärischen Spezifikationen in Modem-Anwendungen verwendet werden. Die Anforderungen an den Treiber sind etwas verschieden und es ist eine geringfügige externe Änderung erforderlich, um den Spezifikationen 188C zu entsprechen.

Eigenschaften des Senders

U_A = ± 6 V (± 1 V), mit externen Zenerdioden begrenzt

Z_A = 35 Ω typisch

Standard-Betriebsspannungen ± 12 V

TTL/DTL-kompatible Eingänge

Zwei Kanäle

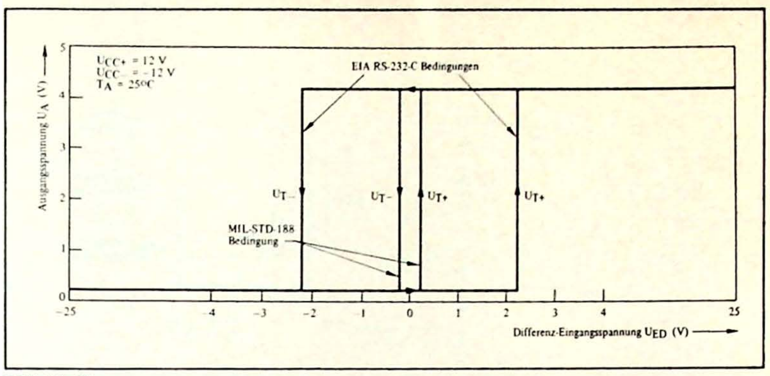


Bild 10.40
Schwellspannungs-Hysteresis des SN75152

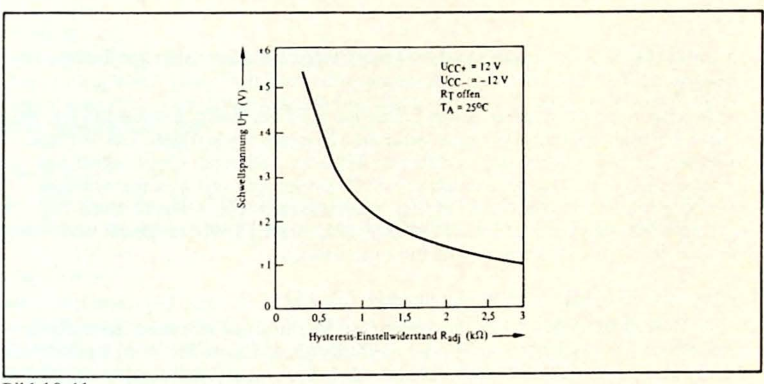


Bild 10.41
Schwellspannungs-Charakteristik des SN75152

Eigenschaften des Empfängers

$R_E \geqslant 6000\ \Omega$

Differenzeingänge gestatten nichtinvertierten oder invertierten Ausgang

Einstellbare Hysterese

Standard Betriebsspannungen ± 12 V

TTL/DTL-kompatible Ausgänge

Die Schaltungsanordnung für Modem-Interface-Anwendungen nach dem militärischen Standard 188C wird in *Bild 10.42* gezeigt.

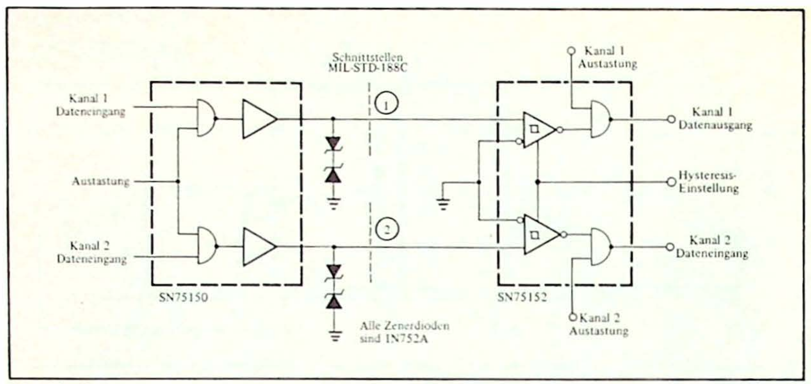


Bild 10.42
Interface-Schaltung nach MIL-STD-188C

10.4.4
Symmetrische Leitungstreiber und Empfänger für eine einzige Betriebsspannung

Die Übertragungen auf symmetrischen Leitungen wird bei vielen Anwendungen wegen der Gleichtakteigenschaften eines derartigen Systems vorgezogen. Die Verwendung einer Art von symmetrischen Differenz-Treibern und eines Empfängers mit Differenzeingang gestattet die Aufnahme von Datensignalen mit niedrigem Pegel auch in Gegenwart von relativ hohem Gleichtaktrauschen. Die symmetrische Leitung nimmt Rauschsignale auf, diese sind jedoch in beiden Drähten gleich und werden daher durch den Differenz-Verstärker unterdrückt.

Treiber SN 75450B mit Empfänger SN 75115

Der SN 75450B kann als Treiber für symmetrische Leitungen mit einer Betriebsspannung von 5 V geschaltet werden. Der Differenz-Empfänger SN 75115 arbeitet ebenfalls an einer einzelnen 5-V-Betriebsspannung wie in der Schaltung in *Bild 10.43* gezeigt wird. Da die Leitungsdrähte abwechselnd mit +5 V betrieben werden, führt dies zu einem effektiven Differenz-Spannungshub von 10 V am Empfänger. Der symmetrische Treiber invertiert die Ausgangsspannung einer Endstufe und steuert damit den anderen Ausgang. Ein richtiger Abschluß am Empfänger verhilft zu einer klaren Signalaufnahme und liefert die Versorgungsspannung für den Treiberausgang.

Die Aussteuerungsgrenzen des Empfängereinganges für die Gleichtaktsignale betragen ± 15 V. Gleichtakt-Rauschpegel bis zu +4 V und −15 V beeinträchtigen das Eingangssignal nicht. Zwischen den Treibersignalen auf Leitung 1 und 2 tritt eine kleine Verzögerung auf, die Abweichung liegt aber typisch unter 10 ns. Frequenzen bis zu 10 MHz können über relativ lange Leitungen ($\geqslant$ 150 m) geführt werden. Ein echter Party-line-Betrieb ist mit diesem System nicht möglich, es können jedoch bis zu fünf Empfänger an die Leitung angeschlossen werden. Der Abschluß erfolgt hierbei am äußersten Ende der Leitung. Die Dioden 1N 4444 können bei Bedarf angebracht werden, sie verbessern das Gleichtaktverhalten des Treibers.

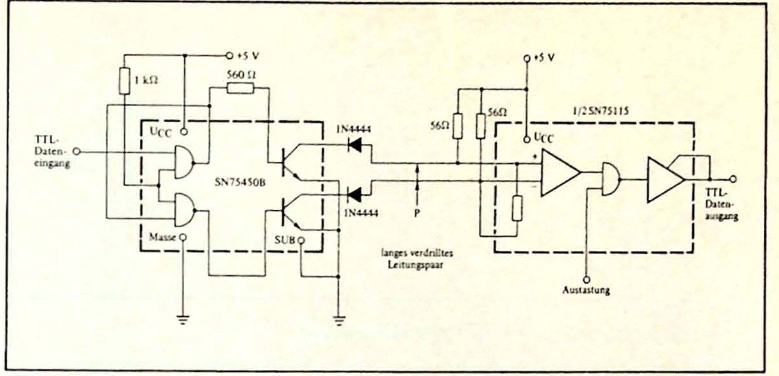


Bild 10.43
Schaltung für eine symmetrische Leitung unter Verwendung eines peripheren Treibers

Leitung

Zwei verdrillte Drähte werden in den meisten Anwendungen mit symmetrischen Leitungen eingesetzt. Ein verdrilltes Leitungspaar mit Drähten von je 0,5-mm-Durchmesser und einer charakteristischen Impedanz von 110 Ω stellen eine gute Wahl für diese Anwendung dar.

Treiber

Die Fähigkeit des SN 75450B, eine Leitung rasch zu entladen und die niedrigen Abschlußwiderstände zu treiben, machen ihn für diese Anwendung gut geeignet.

Empfänger

Der Leitungsempfänger SN 75115 wurde für das Arbeiten an symmetrischen Leitungen bei Frequenzen bis zu 10 MHz entwickelt. Obwohl seine Empfindlichkeit nicht sehr groß (± 500 mV) im Vergleich zu anderen Empfängern mit Differenzeingang ist, machen seine Eigenschaften ihn für viele Anwendungen mit mittleren und langen Leitungen geeignet. Dieser Empfänger arbeitet mit einer einzigen Betriebsspannung von 5 V und sein Eingangs-Gleichtaktbereich von ± 15 V ist für Übertragungen auf langen Leitungen sehr vorteilhaft.

Treiber SN 75113/SN 75114 mit Empfänger SN 75115

Die Schaltungen SN 75113/SN 75114 und SN 75115 wurden speziell für den Betrieb von symmetrischen Übertragungsleitungen und einer einzigen 5-V-Versorgungsspannung entwickelt. Diese Schaltungskombination kann auch für unsymmetrische Übertragungsleitungen verwendet werden. Sowohl der Treiber wie der Empfänger arbeiten mit der verbreiteten +5-V-Betriebsspannung. Für eine einzelne Treiberschaltung kann der SN 75114 vorgezogen werden. Wenn mehr als ein Treiber an der Leitung zur gleichen Zeit verwendet werden soll, kann der Treiber SN 75113 infolge seiner Möglichkeit des Party-line-Betriebes und 3-State-Ausganges eingesetzt werden, (siehe *Bild 10.44*).

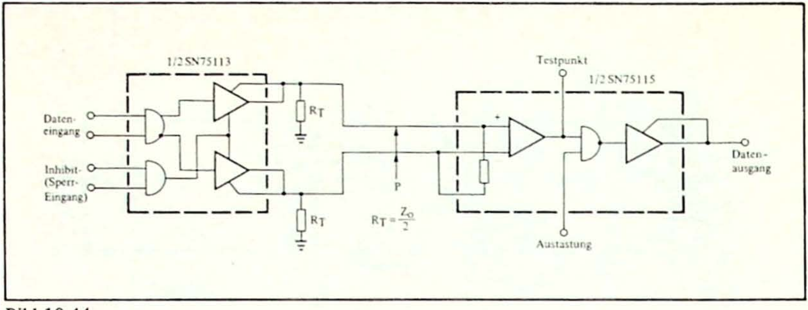


Bild 10.44
Übertragungs-Schaltung mit einer einzelnen Betriebsspannung

Leitung

Ein typisches verdrilltes Leitungspaar mit einer Impedanz von 100 Ω wird für die symmetrische Übertragung empfohlen, ein 50-Ω-Koaxialkabel für unsymmetrische Anwendungen.

Treiber

Für Frequenzen von 5 MHz oder weniger und Leitungslängen bis zu 150 m ist der SN 75114 sehr gut geeignet. Da er ein Spannungstreiber mit begrenzter Leistung ist, muß man etwas Sorgfalt beim Betrieb mit niederohmigen Leitungen walten lassen.

Empfänger

Der vorab beschriebene Empfänger SN 75115 ist für diese Anwendungen gut geeignet.

Treiber SN 75450B mit Empfänger SN 75152

Diese Schaltungskombination hat die Eigenschaften, die zum Betrieb von langen niederohmigen Übertragungsleitungen bei ziemlich stark verrauschter Umgebung erforderlich sind. Leitungslängen bis zu 1,6 km oder mehr können mit zufriedenstellendem Empfang bei Frequenzen von 1 MHz betrieben werden. Hohe Ausgangspegel des Treibers und weitgehend einstellbare Hysterese des Empfängers ergeben eine ausgezeichnete Rauschunterdrückung.
Der SN 75450B wird als symmetrischer Treiber mit Kollektorausgängen geschaltet (siehe *Bild 10.45*). Die Abschlußwiderstände von 50 Ω am Treiberausgang liefern sowohl einen Schutz gegen Kurzschluß für die Leitungen als auch eine ordnungsgemäße Anpassung. Der Spannungshub am Leitungsanfang beträgt etwa 6 V für jeden Draht und ergibt einen effektiven Differenzhub von 12 V. Die hohe Strombelastbarkeit des SN 75450B gestattet eine gute Ansteuerung der Leitung. Der Sink-Strom des Treibers liegt bei 240 mA und damit innerhalb der zulässigen Grenzen der Ausgangstransistoren des SN 75450B.
Der Empfänger ist so verdrahtet, daß er Schaltpegel von ± 5 V ergibt, bzw. einen totalen Hysteresebereich von 10 V. *Bild 10.46* zeigt den sich ergebenden Rauschabstand dieser Schaltung von ± 11 V. Es sind sogar noch größere Rauschabstände mög-

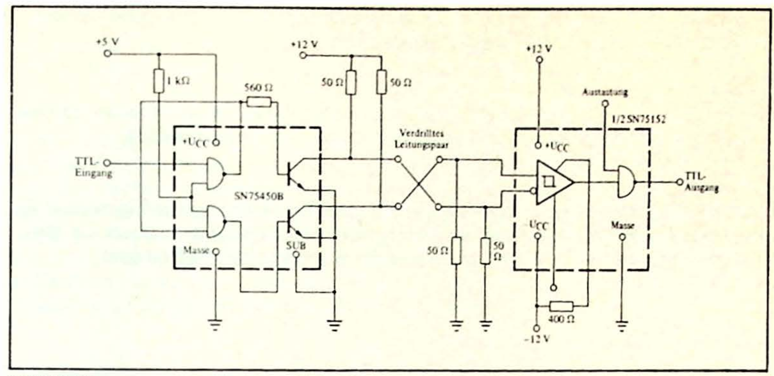


Bild 10.45
Symmetrische Übertragung mit einem Rauschabstand von ±11 V

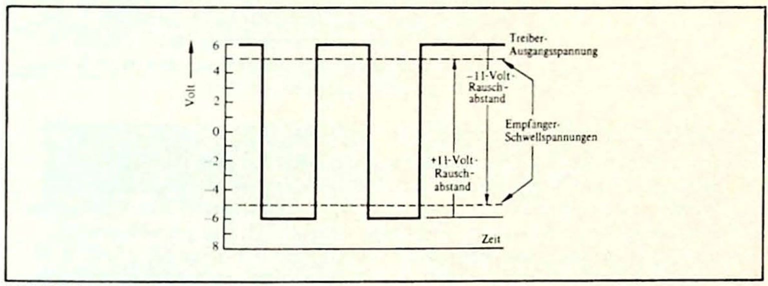


Bild 10.46
Rauschabstände der Schaltung von Bild 10.45

lich, da jedoch die Treiberspannungen erhöht werden müssen, werden die Verlustleistung und Leitungsströme außerordentlich groß. Mit einigen Schaltungsänderungen und höheren Kollektor-Betriebsspannungen für den SN 75450B kann man Rauschabstände bis zu ± 30 V erreichen.
Diese Schaltungskombination ist wahrscheinlich die preiswerteste Lösung mit monolithischen Schaltungen in Hinblick auf die Rauschempfindlichkeit. Die Rauschabstände sowohl für die Gleichtaktsignale als auch für die unsymmetrische Übertragung sind sehr hoch. Infolge der im allgemeinen niedrigen Impedanz der Leitungsabschlüsse können mehrere Watt Rauschabstände in die Leitung eingekoppelt werden bevor nennenswerte Störungen auftreten.

Leitung

Die Übertragungsleitung kann ein Koaxialkabel oder ein verdrilltes Leitungspaar sein. Für dieses Beispiel wird eine verdrillte Leitung verwendet, um die Leistungsfähigkeit des Treibers maximal auszunützen. Es wird angenommen, daß die typische Leitungs-

impedanz 100 Ω beträgt. Es sollte ein Draht von wenigstens 0,4-mm-Durchmesser wegen der hohen Treiberströme verwendet werden.

Treiber

Der SN 75450B wurde wegen seiner Fähigkeit, niederohmige symmetrische Leitungen mit hohen Pegeln und relativ hohen Frequenzen zu treiben, gewählt.

Empfänger

Der SN 75152 wird wegen seiner weitgehend einstellbaren Hysteresis-Eigenschaften eingesetzt. Die Möglichkeit, nicht nur den Hysteresisbereich sondern auch die Mittenspannung einzustellen, sichert eine maximale Rauschunempfindlichkeit.

10.4.5 Stromtreiber in symmetrischen Systemen

Die Eigenschaften der spannungsgesteuerten Leitungstreiber erschwert die Anwendung des Party-line-Betriebes und es ist eine verhältnismäßig hohe Leistung nötig, wenn niederohmige Leitungen und hohe Frequenzen erforderlich sind. Durch die Verwendung einer doppelten Stromversorgung werden diese Nachteile vermieden, indem die Leitungen aus Konstantstromquellen gespeist werden.

Treiber SN 75109 mit Empfänger SN 75107A

Diese Kombination von Treiber und Empfänger hat sich bei Anwendungen mit kurzen und langen Leitungen sehr gut bewährt. Infolge seiner hohen Impedanz wird die Übertragungsleitung nicht wesentlich belastet, so daß ein Party-line-Betrieb unter Benützung mehrerer Treiber und Empfänger möglich ist. Ein grundlegendes symmetrisches Übertragungssystem mit den Schaltungen der Serie SN 75107A ist in *Bild 10.47* dargestellt. Es ist ein Arbeiten mit Leitungslängen bis über 300 m mit ausgezeichneter Rauschunterdrückung möglich. Die Übertragungsleitung wird nur an den äußersten Enden abgeschlossen.

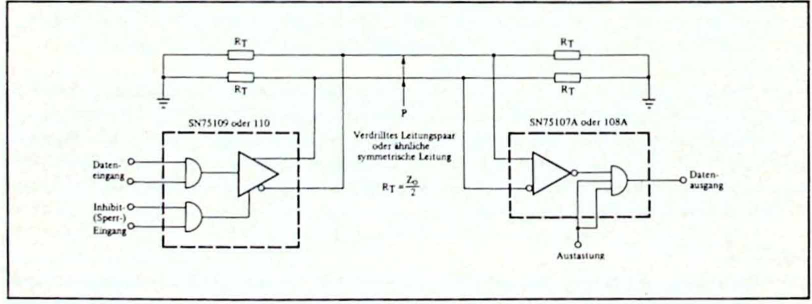


Bild 10.47
Grundlegendes symmetrisches System unter Verwendung von Schaltungen der Serie SN75107A

Leitung

Nahezu jede niederohmige symmetrische Leitung kann gespeist werden. Bei den meisten Anwendungen genügt ein ungeschirmtes verdrilltes Leitungspaar.

Treiber

Der SN 75109 besitzt einen Differenz-Ausgang der von einem Konstantstrom-Generator mit 6 mA gesteuert wird. Durch eine TTL-Eingangsspannung werden die Ausgänge des Treibers abwechselnd ein- und ausgeschaltet, wodurch eine Spannung entsteht, die sich aus dem Produkt von Treiberstrom und Leitungsabschluß ergibt. Der Treiber ist mit Austasteingängen versehen. Bei der Austastung wird der Stromgenerator abgeschaltet, wodurch eine hohe Impedanz am Ausgang auftritt. Er arbeitet bei Frequenzen bis zu 10 MHz. Der SN 75110 liefert 12 mA am Ausgang und ist für längere Leitungen als mit dem SN 75109 geeignet.

Empfänger

Der Differenz-Empfänger SN 75107A, mit einer Eingangsempfindlichkeit von wenigstens ± 25 mV hat einen Gleichtakt-Eingangsbereich von ± 3 V. Dieser Empfängertyp arbeitet sehr gut in Anwendungen mit langen Leitungen, bei denen hohe Gleichtakt-Rauschstörungen aufgenommen werden und eine wesentliche Abschwä-

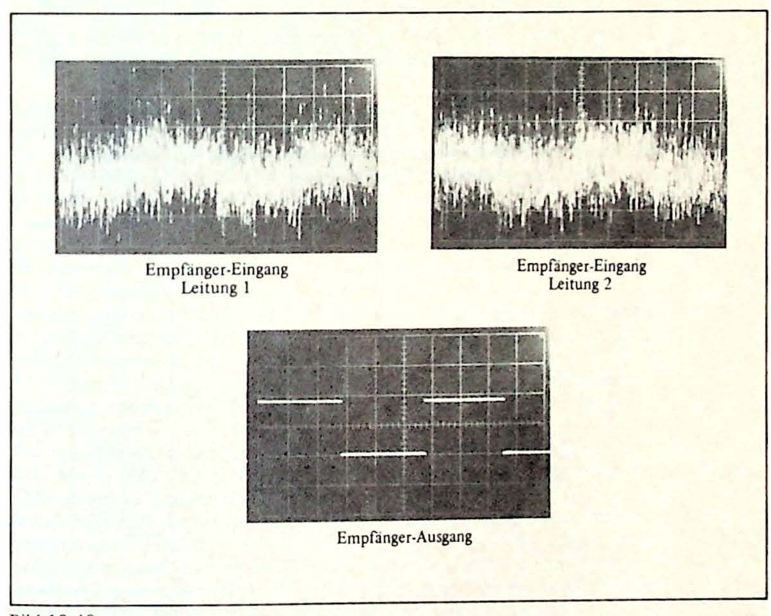


Bild 10.48
Gleichtakt-Unterdrückung des Empfängers SN75108A

chung des Sendersignales erfolgt ist. Mit einem Differenz-Eingangssignal von nur 25 mV und Gleichtakt-Rauschpegeln bis zu 6 V_{SS} ergibt sich noch eine gute Auswertung des Nutzsignales.
Die Oszillogramme in *Bild 10.48* zeigen die beiden Übertragungsleitungen mit Rauschspannungspegeln von 4 V_{SS} infolge der Gleichtakt-Einstreuung. Das Testsignal war ein Differenzsignal von nur 50 mV_{SS} mit 10 kHz. Wie die Ausgangsspannung des Empfängers zeigt, werden die Gleichtaktsignale unterdrückt und die Datensignale mit ihrem niedrigen Pegel einwandfrei wiedergegeben.

Symmetrische Party-line-Systeme

Die Notwendigkeit, eine Verbindung zwischen mehreren Empfängern und Leitungstreibern gemäß dem Schema in *Bild 10.47* kann eine große Anzahl von Drähten und damit höhere Installationskosten erfordern. Beispielsweise könnte bei der Sendung und Empfang von Informationen vom Cockpit eines Flugzeuges zu entfernteren Stellen das erforderliche Mehrfachkabel für ein Vielkanalsystem mehr wiegen als die angeschlossenen Geräte. Daher ist eine Methode zur Verwendung mehrerer Treiber und Empfänger an einer gemeinsamen Leitung sehr wünschenswert.

Die Möglichkeit der Austastung der Empfänger und die Abschaltmöglichkeit der Treiber gestatten die Anwendung der Schaltungen der Serie SN 55107A in Party-line-Anwendungen (auch Sammel-Leitungen genannt = data bus). Beispiele sind in *Bild 10.49, 10.50* und *10.51* dargestellt. In jedem dieser Systeme sendet ein eingeschalteter (enabled) Treiber Daten zu den ebenfalls eingeschalteten Empfängern an der Leitung, während andere Treiber und Empfänger abgeschaltet (disabled) sind. Die Daten können daher im Zeitmultiplex-Betrieb auf der Leitung übertragen werden.
Die Eigenschaften der Serie SN 55107A gestatten ihre Verwendung unter sehr unterschiedlichen Umgebungsbedingungen hinsichtlich Temperatur und elektrischen Störungen. Das Party-line-System bietet ein Maximum an Vorzügen mit einem Minimum an Kosten bei den entsprechenden Anwendungen.

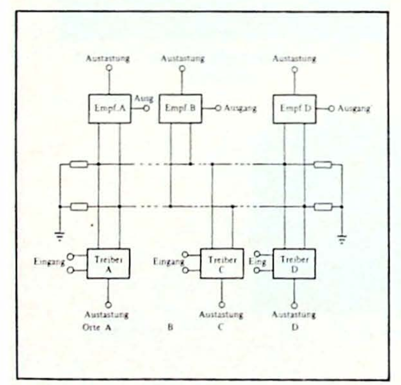


Bild 10.49
Grundlegendes Party-line-System

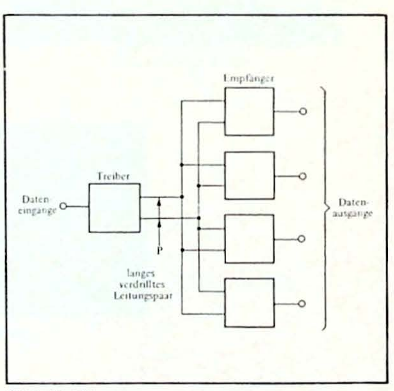


Bild 10.50
Party-line-System unter Verwendung eines Treibers und mehrerer Empfänger

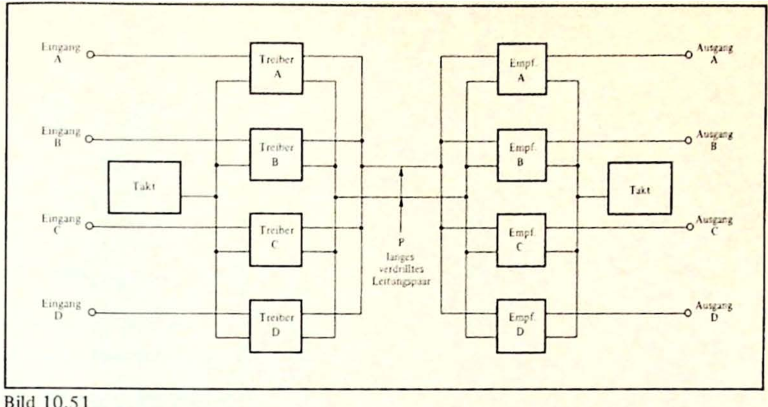


Bild 10.51
Gemeinsame Übertragung von vier Kanälen auf einer einzigen Leitung

Bild 10.52 zeigt ein Achtkanal-Party-line-System ähnlich dem in *Bild 10.51* einschließlich der Taktsteuerung. Diese Methode benützt zwei verdrillte Leitungspaare: Eines für die Datenübertragung und das andere für den Takt und die Steuerinformationen. Details dieses Systems sieht man in *Bild 10.53* und *10.54*. Es ist eine sorgfältige Anpassung der Leitungsverzögerungen erforderlich, damit die Taktsteuerung völlig synchron verläuft. Einige Kompensationsnetzwerke können erforderlich sein.

Unsymmetrische oder Eindraht-Systeme

Die Schaltungen für Zweidraht-Leitungen der Serie SN 55107A können auch für unsymmetrische (Eindraht-) Systeme verwendet werden.
Diese Systeme bieten nicht dieselben Vorzüge wie symmetrische Anordnungen, reichen aber für kurze Leitungen aus, bei denen der umgebende Störpegel nicht zu hoch ist.
In derartigen Systemen wird der Schwellpegel des Empfängers eingestellt, indem man eine Referenzgleichspannung dem einen Empfängeranschluß zuführt und dem anderen das Signal von der Übertragungsleitung. Die Referenzspannung sollte optimal so eingestellt werden, daß der Signalhub symmetrisch dazu liegt,um einen maximalen Rauschabstand zu erhalten. Die Referenzspannung sollte im Bereich von –3 V bis +3 V liegen. Sie kann entweder von einer getrennten Spannungsquelle geliefert werden oder durch einen Spannungsteiler von einer vorhandenen Betriebsspannung abgeleitet werden.
Ein unsymmetrischer Ausgang eines Treibers wird in einem Eindrahtsystem verwendet, wie in *Bild 10.55* dargestellt ist. Ein Koaxialkabel ist für minimale Rausch- und Übersprechstörungen vorzuziehen. Für große Signalhübe ist der SN 75110 wegen seiner höheren Ausgangsströme zu empfehlen. Für eine weitere Erhöhung der Ströme können zwei Treiber parallel geschaltet werden. Die unbenützten Treiberausgänge sollten wie gezeigt an Masse gelegt werden. Die Spannung am Ausgang des Treibers ist dann $U_A = (U_p - R_2 I_A)\, R_1/(R_1 + R_2)$, wobei I_A der gegebene Ausgangs-Sink-Strom ist. Die Werte von R_1 und R_2 beeinflussen die Amplitude des Impulses und seine Lage in Bezug auf Masse.

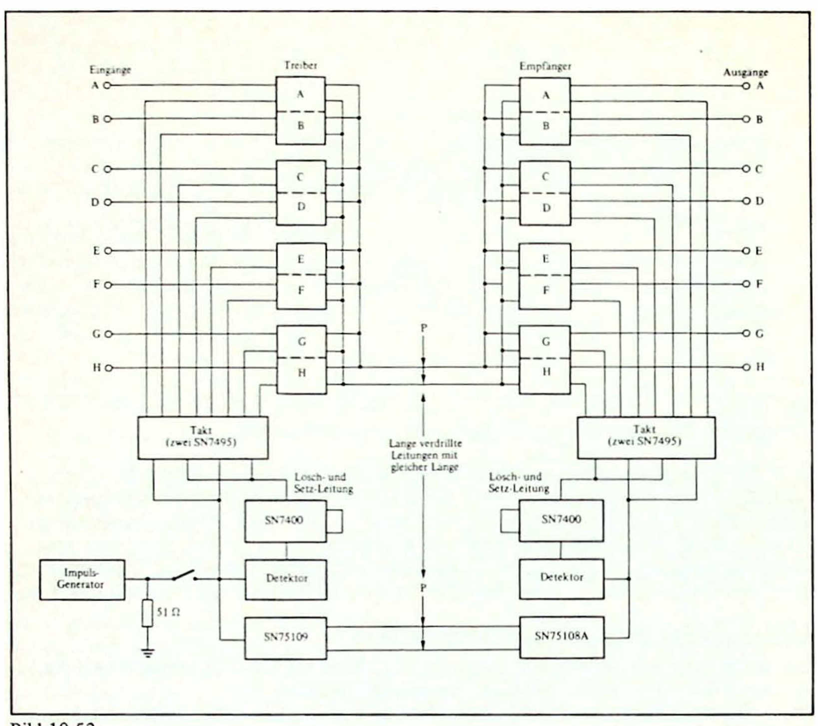


Bild 10.52
Mehrkanal-System mit den entsprechenden Takteinrichtungen

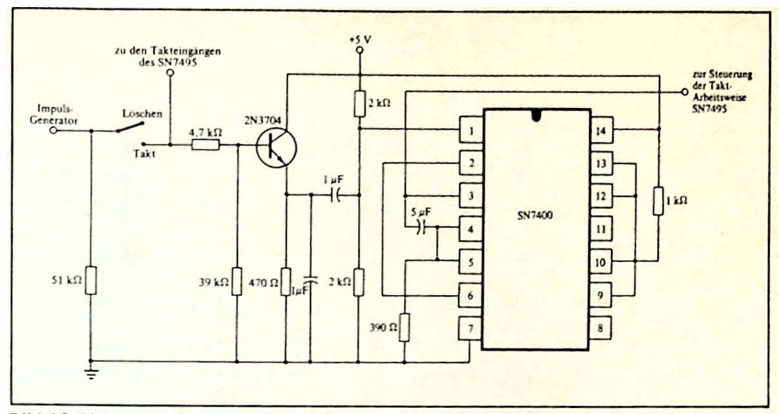


Bild 10.53
Detektor-Schaltung zum Löschen der Taktschaltung SN7495 von Bild 10.52

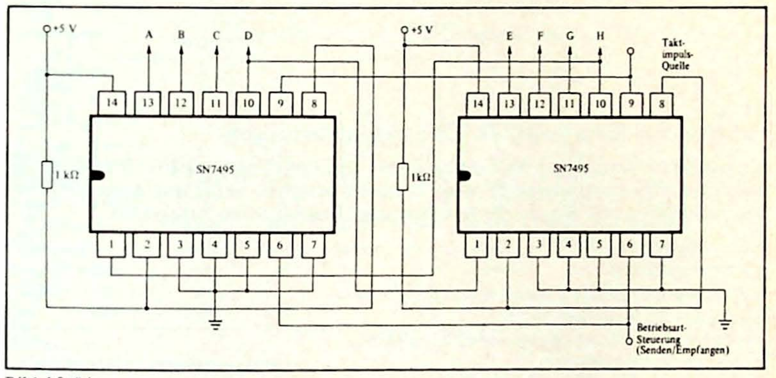


Bild 10.54
Taktschaltung SN7495 für die Austastung der Treiber und Empfänger von Bild 10.52

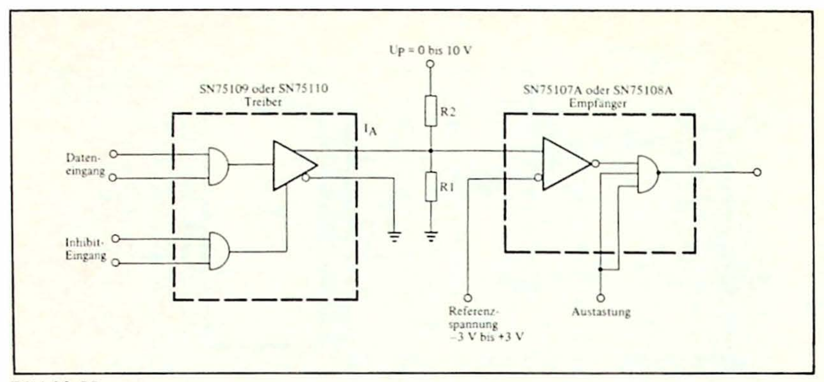


Bild 10.55
Typisches Eindraht-System unter Verwendung von Schaltungen der Serie SN75107A

10.5 Auswahl von Schaltungen für Übertragungsleitungen

Da zahlreiche Schaltungen für Leitungstreiber und Empfänger erhältlich sind, ist eine Analyse der Systemforderungen nötig, bevor die geeignete Schaltung ausgewählt wird. Nachstehend ist eine Anzahl der grundlegenden Überlegungen aufgezählt:

Leitungskosten
Liefermöglichkeit
Liefermöglichkeit durch einen zweiten Hersteller
Länge des verwendeten Kabels
Maximale Datenübertragungs-Geschwindigkeit
Störpegel der Umgebung
Erforderliche Empfängerempfindlichkeit
Art der Treiber und Pegel
Anzahl der erforderlichen Kanäle
Betriebsspannungen
Erfordernis für Party-line-Betrieb
Gleichtaktverhalten
Erfordernisse bezüglich Standard-Spezifikationen

Die *Tabellen 10.5* bis *10.9* zeigen die grundlegenden Eigenschaften von Leitungstreibern, Empfängern und Sende/Empfängern. Typische Kombinationen von Treibern und Empfängern mit ihren Eigenschaften sind in *Tabelle 10.10* aufgeführt. Eine Übersicht über die Systemforderungen und die Eigenschaften der Leitungsschaltungen werden dem Entwickler eine wesentliche Hilfe bei der Auswahl der optimalen Schaltungen für eine bestimmte Anwendung sein.

Eigenschaften	SN55107A SN75107A	SN75207	SN55108A SN75108A	SN75208	SN55115 SN75115	SN75152†	SN55182 SN75182	Einh.
Empfänger pro Gehäuse	2	2	2	2	2	2	2	
Eingangs-Empfindlichkeit	±25	±10	±25	±10	±1000		±1000	mV
Eingangs-Gleichtaktbereich	±3	±3	±3	±3	±15	±25	±15	V
Hysteresis (doppelte Schwellspannung)	Nein	Nein	Nein	Nein	Nein	Ja	Nein	
Testpunkt	Nein	Nein	Nein	Nein	Ja	Nein	Ja	
Ausgangs-Tastung	Ja	Ja	Ja	Ja	Ja	Ja	Ja	
TTL-Ausgangs-Anordnung	Aktiv Pull-Up	Aktiv Pull-Up	Offener Kollektor	Offener Kollektor	Off. Koll. mit aktiver Pull-Up-Möglichkeit	Widerstands-Pull-Up	Aktiv Pull-Up	
Stromversorgung	±5	±5	±5	±5	+5	±12	+5	V
Gehäuse-typ Serie 55	J		J		J, SB		J	
Gehäuse-typ Serie 75	J, N	J, N	J, N	J, N	J, N, SB	J, N	J, N	

Tabelle 10.5
Differenz-Leitungsempfänger

Eigenschaften	SN55122 SN75122	SN75124	SN75140	SN55142 SN75142	SN75154†	SN75189†	SN75189A†	Einh.
Empfänger pro Gehäuse	3	3	2	2	4	4	4	
Eingangs-Empfindlichkeit			±100	±100				mV
Hysteresis (doppelte Schwellspannung)	Ja	Ja	Nein	Nein	Ja	Ja	Ja	
Testpunkt	Nein	Nein	Nein	Nein	Nein	Ja	Ja	
Ausgangs-Tastung	Ja	Ja	Ja	Ja	Nein	Nein	Nein	
TTL-Ausgang Anordnung	Aktiv Pull-Up	Aktiv Pull-Up	Aktiv Pull-Up	Aktiv Pull-Up	Aktiv Pull-Up	Widerstand Pull-Up	Widerstand Pull-Up	
Stromversorgung	+5	+5	+5	+5	+5 oder +12	+5	+5	V
Gehäuse-typ Serie 55	J			J				
Gehäuse-typ Serie 75	J, N	J, N	P	J, N	J, N	J, N	J, N	

Tabelle 10.6
Unsymmetrische Leitungsempfänger

† Entspricht den EIA RS-232-C Spezifikationen

Eigenschaften		SN55109 SN75109	SN55110 SN75110	SN55113 SN75113	SN55114 SN75114	SN55183 SN75183	SN55450B SN75450B
Treiber pro Gehäuse		2	2	2	2	2	2
Party-line-Betrieb (Sammelleitung)		Ja	Ja	Ja	Nein	Nein	Ja
Art des Ausganges		Strom	Strom	Spg.	Spg.	Spg.	Spg.
Ausgangs-Tastung		Ja	Ja	Ja	Nein	Nein	Nein
Eingangs-Kompatibilität		TTL	TTL	TTL	TTL	TTL	TTL
Stromversorgung		±5 V	±5 V	+5 V	+5 V	+5 V	+5 V
Gehäuse-	Serie 55	J	J	J, SB	J, SB	J	J, JB
typ	Serie 75	J, N	J, N	J, N, SB	J, N, SB	J, N	J, N

Tabelle 10.7
Leitungstreiber mit Differenz- oder symmetrischem Ausgang

Eigenschaften		SN55121 SN75121	SN75123	SN75150†	SN75188†	SN75361A	SN55451B SN75451B
Treiber pro Gehäuse		2	2	2	4	2	2
Party-line-Betrieb (Sammelleitung)		Ja	Ja	Nein	Nein	Nein	Ja
Art des Ausganges		Spg.	Spg.	Spg.	Spg.	Spg.	Spg.
Ausgangs-Tastung		Ja	Ja	Nein	Nein	Nein	Ja
Eingangs-Kompatibilität		TTL	TTL	TTL	TTL	TTL	TTL
Stromversorgung		+5 V	+5 V	±12 V	±12 V	+5 V	+5 V
Gehäuse-	Serie 55	J					JP, L
typ		J, N	J, N	J, N, P	J, N	J, N, P	L, P

Tabelle 10.8
Leitungstreiber nur mit unsymmetrischem Ausgang

† Entspricht den EIA RS-232-C Spezifikationen

Eigenschaften	SN55138 SN75138	SN55116 SN75116	SN55117 SN75117	Einh.
Sende/Empfänger pro Gehäuse	4	1	1	
Art der Arbeitsweise	unsymmetrisch	Differenz	Differenz	
Party-line-Betrieb (Sammelleitung)	Ja	Ja	Ja	
Art des Treiberausganges	Spannung (off. Kollektor)	Spannung (off. Kollektor mit aktiver Pull-Up-Möglichkeit)	Spannung (Aktiv Pull-Up)	
Ausgangsstrom des Treibers	150	40	40	mA
Treiber-Austastung	Ja	Ja	Ja	
Treibereingangs-Kompatibilität	TTL	TTL	TTL	
Empfänger-Eingangsempfindlichkeit		±1000	±1000	mV
Empfänger-Austastung	Nein	Ja	Ja	
Testpunkt am Empfänger	Nein	Ja	Nein	
Empfänger-Hysteresis	Nein	Nein	Nein	
Empfänger-(TTL)-Ausgangsanordnung	(Aktiv Pull-Up)	(off. Kollektor mit aktiver Pull-Up-Möglichkeit)	(Aktiv Pull-Up)	
Empfänger-Eingangs-Gleichtaktbereich (mit abgeschaltetem Treiber)		±15	0 bis 6	V
Gehäuse-typ Serie 55	J	J	JP	
Gehäuse-typ Serie 75	J, N	J, N	P	

Tabelle 10.9
Leitungs-Sender/Empfänger

Schaltungs-kombinationen	Art des Treiber-ausganges	Empfänger-Empfindlichkeit	Kanäle pro Gehäuse Treiber	Empf.	Erforderliche Betriebs-spannungen	Party-line-Möglichkeit
SN75109 SN75107A	Strom 6 mA Differenz	$\leq$25 mV	2	2	Zweifach ±5 V	Ja
SN75110 SN75108A	Strom 12 mA Differenz	$\leq$25 mV	2	2	Zweifach ±5 V	Ja
SN75113 SN75115	Spannung 3,2 V Differenz	$\leq$500 mV	2	2	Einfach +5 V	Ja
SN75116 Sende-Empfänger	Spannung 3,2 V Differenz	$\leq$500 mV	1	1	Einfach +5 V	Ja
SN75117 Sende-Empfänger	Spannung 3,2 V Differenz	$\leq$500 mV	1	1	Einfach +5 V	Ja
SN75183 SN75182	Spannung 3,0 V Differenz	$\leq$500 mW	2	2	Einfach +5 V	Nein
SN75150 SN75154	Spannung ±8,0 V unsymmetrisch	2,1 V für pos. Anstieg 1,30 V für neg. Abfall	2	4	Treiber ±12 V Empf. +12 V oder +5 V	Nein
SN75123 SN75124	Spannung 3,2 V unsymmetrisch	1,7 V für pos. Anstieg 0,7 V für neg. Abfall	2	3	Einfach +5 V	Ja
SN75138 Sende-Empfänger	Spannung 3,1 V unsymmetrisch	2,3 V Schwellspannung	4	4	Einfach +5 V	Ja
SN75361A SN75140	Spannung 3,5 V unsymmetrisch	1,5 V Schwellspg. 100 mV Empfindlichkeit	2	2	Einfach +5 V	Nein
SN75451B SN75142	Spannung 5,0 V unsymmetrisch	2,5 V Schwellspg. 100 mV Empfindlichkeit	2	2	Einfach +5 V	Ja

Tabelle 10.10(a)
Eigenschaften von typischen Schaltungskombinationen für die Leitungs-Übertragung (Grundlegende Schaltungseigenschaften)

Schaltungs-kombinationen	Typ. Max. Freq. über 30 m verdr. Leitung	Typ. Max. Freq. über 300 m verdr. Leitung	Zusätzliche Bemerkungen
SN75109 SN75107A	20 Mb/s	12 Mb/s	Niedrige Leitungsabstrahlung Stand. TTL-Ausg. des Empfängers ±3-V-Gleichtakt-Bereich
SN75110 SN75108A	20 Mb/s	15 Mb/s	Wie 109/107A, jedoch ohne Ausg. mit off. Koll. des Empfängers
SN75113 SN75115	25 Mb/s	7,5 Mb/s	Treiber: 3-State, Totem-Pole-Ausg. 40 mA, Empf. mit Testpunkt
SN75116 Sender/Empfänger	25 Mb/s	7,5 Mb/s	SN75113 Treiber SN75115 Empfänger +15-V-Gleichtaktbereich
SN75117 Sender/Empfänger	25 Mb/s	7,5 Mb/s	Wie SN75116 jedoch nicht im 8poligen Gehäuse 0- bis +6-V-Gleichtaktbereich
SN75183 SN75182	13 Mb/s	7,0 Mb/s	Treiber: 4 Eingänge pro Kanal Empfänger: ±15 V CMR
SN75150 SN75154	1,25 Mb/s	1,0 Mb/s	Entspricht allen EIA RS-232-C Anforderungen ±25 V CMR Einstellbare Hysteresis
SN75123 SN75124	25 Mb/s	9,5 Mb/s	Für IBM 360-Anforderungen entwickelt. Empf. besitzt interne Schwellspannungs-Hysterese
SN75138 Sender/Empfänger	8,5 Mb/s	2,0 Mb/s	Treiber 100 mA. Hoher Eingangswiderstand des Empf. und Ausgangswiderstand des Treibers gestattet Party-line-Betrieb (Z > 100)
SN75361A SN75140	11,0 Mb/s	6,0 Mb/s	Treiber und Empfänger im 8pol. Gehäuse erhältlich. Hohes Z_E erlaubt die Verwendung mehrerer Empfänger
SN75451B SN75142	10,0 Mb/s	10,0 Mb/s	Hohe Treiber-Ausgangsspg. und Geschwindigkeit gestattet Arbeiten an längeren Leitungen bei hohen Frequenzen

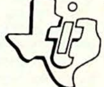
Tabelle 10.10(b)
Eigenschaften von typischen Schaltungskombinationen für die Leitungsübertragung

TI–Fachbücher

Die Preisangaben auf den Seiten entsprechen dem Stand Dez. '75.
Alle Preise verstehen sich zuzüglich 5,5% MwSt. und Versandspesen.

Bestellinformationen zur TI-Fachbuchreihe

- Bestellungen richten Sie bitte an:
  K. Wichmann
  Fachbuchvertrieb der Texas Instruments Deutschland GmbH
  8000 München 90 · Geiselgasteigstr. 140
  oder direkt an Texas Instruments Deutschland GmbH
- Die Bestellung sollte enthalten:
  Anzahl, Titel, Bestell-Nr., Datum und Unterschrift,
  Absender bzw. Versandanschrift
- Maßgebend ist die zum Zeitpunkt der Bestellung gültige Preisliste.
  (Den neuesten Katalog erhalten Sie kostenlos auf Anfrage von der oben angegebenen Anschrift)
- Die Auslieferung erfolgt mit Rechnung, zahlbar sofort
- Unvollständig ausgefüllte Bestellungen können leider nicht zur Auslieferung gelangen.



TEXAS INSTRUMENTS
Deutschland GmbH
LEARNING CENTER



Das TTL-Kochbuch

Deutschsprachige TTL-Applikationen

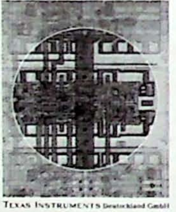
TID -Applikationslabor
340 Seiten · Farbiger Schutzumschlag · In deutscher Sprache

Dieses grundlegende und praxisbezogene Buch über Aufbau, Funktion und Anwendungen von integrierten TTL-Schaltungen ist konkurrenzlos auf dem deutschen Markt, und noch dazu in deutscher Sprache. Es ist bereits zu einem unentbehrlichen Begleiter und Ratgeber für viele Labor-, Entwicklungs- und Service-Ingenieure bzw. -Techniker geworden, die mit dem Entwurf, der Ausführung und Wartung von digitalen Meßsystemen und Steuerungen zu tun haben. Aber auch Dozenten, Studenten sowie auch technischen Einkäufern vermittelt dieses Arbeitsbuch alles Wissenswerte über TTL-Schaltungen, da es nicht nur für heute, sondern auch für morgen von TI-Applikationsingenieure geschrieben wurde. Es stellt darüber hinaus in dieser Form ein umfassendes Nachschlagewerk dar, das auch den Fachleuten in den unterschiedlichsten Industriebranchen, wie z.B. Werkzeug- und Textilmaschinenbau, Uhrenindustrie, Verfahrensindustrie, Flug- und Wehrtechnik, Kamerabau, Telekommunikation, Datenverarbeitung und Datenerfassung, Medizinische Technik usw. dabei hilft, für neue oder alte Probleme neue Lösungswege zu finden.

Das TTL-Kochbuch ist in 14 Kapitel aufgegliedert, die nachfolgend genannt sind:

Kapitelübersicht:

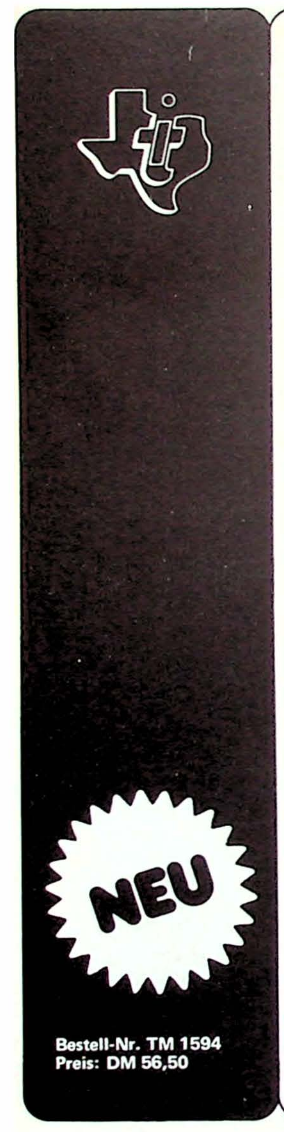
1. Halbleiter-Physik, Wirkungsweise des Transistors, Herstellung von integrierten Schaltungen.
2. Datenblätter, Erläuterungen der Fachterminologie, der Symbole und Maßeinheiten.
3. Störverhalten der TTL-Schaltungen, Hinweise zum Aufbau.
4. Mathematische Grundlagen: Boole'sche Algebra.
5. Integrierte Schaltungen in Beispielen: Anleitung zum Aufbau verschiedener einfacher Schaltungen.
6. Zähler und Teiler.
7. Schieberegister.
8. Decoder und Multiplexer.
9. Displays: alphanumerische Anzeigen.
10. Halbleiter-Speicher.
11. Rechenschaltungen: Funktion und Rechnen in verschiedenen Zahlen-Codes.
12. Datenübertragung.
13. MOS-Interface.
14. Applikationen von integrierten Schaltungen (Netzgeräte, Digitaluhr, Analog/Digital- und Digital/Analog-Umsetzer, digitale Fernsteuerung, digitales Multiplizierwerk, Schrittmotor-Steuerungen usw.)



Bestell-Nr. TM650
Preis: DM 42,30*

Siehe Bestellinformation Seite 375

Siehe Bestellinformation Seite 375



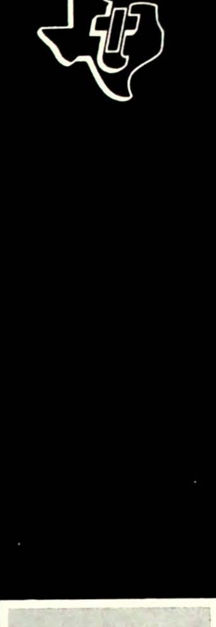
Das FET-Kochbuch

Theorie und Praxis von Feldeffekt-Transistoren

Nach dem "TTL-Kochbuch" und dem "Opto-Kochbuch" gibt nun die Texas Instruments Deutschland GmbH ein weiteres "Kochbuch" heraus – das "FET-Kochbuch". Auch dieses Fachbuch füllt gewissermaßen eine Marktlücke, gibt es doch über dieses Gebiet nur wenig geeignete deutschsprachige Literatur. Das ist eigentlich verwunderlich, denn der Feldeffekt-Transistor hat sich mittlerweile zu einem ebenbürtigen "Partner" der bipolaren Transistoren entwickelt. Man denke nur an die hochkomplexen MOS-Schaltungen, die heute in integrierter Schaltungstechnik mit MOS-Feldeffekttransistoren realisiert werden. In manchen Anwendungsfällen, z.B. als Schalter, als steuerbarer Widerstand oder als Verstärker mit hochohmigem Eingang, ist er dem bipolaren Transistor sogar überlegen. Aber auch aus den Vor- und Mischstufen in Rundfunk- und Fernsehempfängern hat er ihn bereits weitgehend verdrängt. Außerdem werden die Oszillator- und Verstärker-Anwendungen im HF-Bereich immer zahlreicher; schließlich ist gerade hier die FET-Entwicklung noch längst nicht abgeschlossen.
Da sich dieses wiederum im TID-Applikationslabor entstandene FET-Kochbuch sowohl mit der Theorie als auch mit zahlreichen Anwendungen befaßt, ist es nicht nur für den Theoretiker, sondern auch für den Praktiker gleich gut geeignet. Besonders der praktische Teil gibt dem Anwender von Feldeffekt-Transistoren wichtige sowie wertvolle Anregungen und Hinweise sowie für Eigenentwicklungen die nötige Dimensionierungsunterlagen zur Hand. Zusammen mit der am Schluß aufgeführten FET-Vergleichstabelle wird sich auch das FET-Kochbuch – in gleicher Weise wie das TTL-Kochbuch und das Opto-Kochbuch – als unentbehrlicher Begleiter und Ratgeber in der täglichen Praxis erweisen.

Siehe Bestellinformation Seite 375

Wir lernen Elektronik



Vom Elektron zur MOS-Schaltung

Texas Instruments Deutschland GmbH, Learning Center
270 Seiten · Taschenbuchformat · In deutscher Sprache

Eine populäre, leicht verständliche und zum Selbststudium geeignete Einführung in die Halbleiter-Elektronik. Für jeden, der verstehen möchte, wie Halbleiter-Bauelemente arbeiten und wie sie in elektronischen Systemen zusammenwirken. In 12 Kapiteln, in Verbindung mit Wiederholungsfragen und Begriffserklärungen, werden Wirkungsweise und Anwendung von Dioden, Transistoren, Thyristoren, Triacs, optoelektronischen Bauelementen sowie von bipolaren integrierten Digital- und Analogschaltungen und von integrierten MOS-Schaltungen beschrieben. Zum Verständnis sind keine Elektronik-Kenntnisse erforderlich.
Das Buch "Wir lernen Elektronik" ist gleich gut geeignet als erste Einführung in die Halbleiter-Elektronik oder um Vergessenes wieder aufzufrischen bzw. um bereits vorhandenes Wissen zu erweitern. Ob Sie nun gerne basteln und experimentieren, oder Funkamateur sind, oder sonst irgendwie mit Elektronik zu tun haben und neugierig sind, was in Computern, Radios, Taschenrechnern usw. vor sich geht – in jedem Fall hilft Ihnen dieses Buch weiter. Es ist als Lehrgang zum Selbststudium aufgebaut, populär geschrieben, mit Wiederholungsfragen und Begriffserklärungen zu jedem Kapitel, wobei alle speziellen Ausdrücke ausführlich und verständlich erklärt werden.
Ziel dieses Buches ist es, Ihnen zu helfen, Ihre Arbeit noch effektiver als bisher auszuführen oder dadurch noch mehr Spaß an Ihrem Hobby zu finden. Es will dazu beitragen, Ihr Bewußtsein für die Elektronik zu erweitern, die mehr als alle anderen die Zukunft der Menschheit mitgestaltet.

Kapitelübersicht



Bestell-Nr. TM 1135
Preis: DM 14,50

Siehe Bestellinformation Seite 375

Siehe Bestellinformation Seite 375

The Interface Circuits Data Book



for Design Engineers (CC 4151 C)

Texas Instruments Deutschland GmbH
430 Seiten · Format DIN A5 · In engl. Sprache

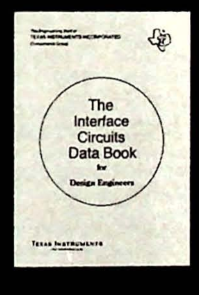
Das Datenbuch mit den wichtigsten technischen Daten des größten Typenspektrums an Integrierten Interface Schaltungen für die Industrie. Es beinhaltet auf 430 Seiten die kompletten Spezifikationen der Serien SN 55/75 von Texas Instruments: MOS Memory Interface Circuits, Datenübertrager, Kernspeicher, Periphere Treiber, Leseverstärker und Anzeigentreiber. Ebenso enthält es schon Informationen über Interface-Schaltungen, die in Kürze bei TI verfügbar sein werden, sowie eine Äquivalenzliste.

Funktionstabelle für die einzelnen Serien ermöglichen eine Schaltungsauswahl. Fingermarken und eine alphanumerische Typenaufzählung helfen schnell bestimmte Schaltungen zu finden.

Den Schluß dieses Datenbuches bilden die Angaben über Zuverlässigkeit und MIL-Spezifikation sowie ein Kapitel über IC-Fassungen und Panel-Verdrahtung.

Inhalt

- Indexes
  Numerical · Functional · Cross-Reference
- Ordering Instructions and Mechanical Data
- Future Products
- Line Circuits
- MOS Memory - Interface Circuits
- Magnetic Memory and Periphal Drivers
- Sense Amplifiers
- 38510/MACH IV
  High Reliability Microelectronics · Procurement Specifications
  MIL-STD-883
- IC Sockets and Interconnection Panels



Bestell-Nr. CC 4151 C
Preis: DM 15,00

Siehe Bestellinformation Seite 375

Pocket-Guide

Integrierte Digital-Schaltungen

Texas Instruments Deutschland GmbH
Taschenbuchformat 105 mm x 185 mm
In deutscher Sprache

"Pocket-Guide" – das Taschenbuch für den Entwickler und Projektierer – eine Übersicht mit exakten technischen Daten, umfassenden Logikschaltbildern und ausführlichen Anschlußbelegungen Integrierter Digital-Schaltungen, eine unentbehrliche Orientierungshilfe für den schnellen Datenvergleich, kurz ein Buch, das auf jeden Labortisch gehört.

Es beinhaltet sämtliche zur Zeit lieferbaren TTL-Typen der Standard-Serie SN74N, erweitert durch die Zusatz-Serie SN49N, der stromsparenden Low Power-Serie SN74LN, der 3ns-schnellen Schottky-Serie SN74SN sowie der Low Power Schottky-Serie SN74LS. Außerdem sind in dieser Übersicht aus dem Programm von Texas Instruments weiterhin enthalten: Computer-Interface-Serie SN75N, MOS-Typen der Serie TMS, Industrie-Linear-Serie SN72N und TIC-MOS.

Bestell-Nr. TM1593
Preis: DM 13,10



Weitere TI-Datenbücher

The Power Semiconductor Data Book

for Design Engineers
600 Seiten · Format DIN A5

Bestell-Nr. CC 404 C
Preis: DM 15,00

The TTL Data Book

for Design Engineers
680 Seiten · Format DIN A5

Bestell-Nr. CC 411
Preis: DM 15,00

The Discrete Transistor and Diode Data Book

for Design Engineers
1042 Seiten · Format DIN A5

Bestell-Nr. CC 413 C
Preis: DM 24,00

Supplement to the TTL Data Book

for Design Engineers
400 Seiten · Format DIN A5

Bestell-Nr. 416 C
Preis: DM 15,00

The Optoelectronics Data Book

for Design Engineers
Second Edition
360 Seiten · Format DIN A5

Bestell-Nr. CC 419C
Preis: DM 15,00

Siehe Bestellinformation Seite 375

TI–Fachbücher in englischer Sprache



Solid State Electronics
Robert G. Hibberd
170 Seiten · 90 Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 101
Preis: DM 36,00

Integrated Circuits – A Basic Course
Robert G. Hibberd
177 Seiten · 133 Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 102
Preis: DM 37,00

Field Effect Transistors
L.J. Sevin
138 Seiten · 137 Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 103
Preis: DM 37,00

MOSFET in Circuit Design
Robert H. Crawford
136 Seiten · 100 Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 104
Preis: DM 43,00

Solid State Communications
TI-Communications Staff
366 Seiten · 417 Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 105
Preis: DM 49,00

Circuit Design for Audio, AM/FM and TV
TI-Communications Staff
352 Seiten · 145 Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 106
Preis: DM 52,00

Design and Application of Transistor Switching Circuits
Louis Delholm
278 Seiten · 315 Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 107
Preis: DM 59,00

Transistor Circuit Design
TI-Applications Staff
532 Seiten · 526 Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 108
Preis: DM 63,00

Silicon Semiconductor Technology
W.R. Runyan
256 Seiten · 301 Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 109
Preis: DM 63,00

Characterization of Semiconductor Materials
Philip F. Kane, Graydon B. Larrabee
351 Seiten · 221 Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 110
Preis: DM 66,00

Designing with TTL Integrated Circuits
TI-Applications Staff
322 Seiten · 399 Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 111
Preis: DM 66,00

MOS/LSI Design and Application
William N. Carr, Jack P. Mize
340 Seiten · Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 112
Preis: DM 66,00

Understanding Solid State Electronics
TI-Learning Center
242 Seiten · Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 113
Preis: DM 11,50

Semiconductor Memory Design and Application
Gerald Luecke, Jack P. Mize,
William N. Carr
320 Seiten · Abbildungen
Bestell-Nr.: AM 114
Preis: DM 73,00

Siehe Bestellinformation Seite 375

ISBN 3-88078-005-6